

Universidade Federal de Minas Gerais
Escola de Engenharia
Curso de Graduação em Engenharia de Controle e Automação

**Controle Adaptativo aplicado a Sistemas de Refrigeração
utilizando Módulos Peltier**

Ludmila Helena Telles Cunha

Orientador: Prof. Víctor Costa da Silva Campos

Belo Horizonte, Novembro de 2019

Monografia

Controle Adaptativo aplicado a Sistemas de Refrigeração utilizando Módulos Peltier

Monografia submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado Didático do Curso de Graduação em Engenharia de Controle e Automação da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos para aprovação na disciplina Projeto Final de Curso II.

Belo Horizonte, Novembro de 2019

Resumo

Módulos Peltier são dispositivos eletrônicos de estado sólido no formato de placas que têm como princípio de funcionamento o efeito Peltier: a partir da aplicação de uma determinada diferença de potencial, resfriam um lado da placa e aquecem outro. Este sistema, acionado por corrente contínua e sem partes móveis, já tem aplicação comercial na área de refrigeração e vem sendo uma das tecnologias mais promissoras para substituição dos refrigeradores convencionais e pouco sustentáveis dominantes no mercado. Uma das principais vantagens é o fato de que as células podem ser usadas tanto para aquecimento quanto para resfriamento; isto permite um controle fino de temperatura com ponto de operação variável para aplicações específicas, como uma câmara térmica. Entretanto, por causa do seu princípio de funcionamento, os módulos estão susceptíveis à ação do efeito Joule, de dissipação de energia elétrica em forma de calor, criando uma não-linearidade na atuação das células. Esta característica faz com que as funções de resfriamento e aquecimento da câmara tenham comportamentos diferentes, além de diminuir sua eficiência energética. No presente trabalho, foi construído um protótipo de câmara térmica de baixo custo com sistema auxiliar de resfriamento para os módulos Peltier, a fim de estudar uma melhora na eficiência do sistema. Em seguida, foi aplicada uma estratégia de controle adaptativo de forma a obter um único controlador capaz de garantir um controle fino de temperatura, tanto na função de aquecimento quanto resfriamento.

Agradecimentos

A Deus, por ter me guiado por este caminho, dentre todos os possíveis.

Aos meus pais Geraldo e Vera, pelo apoio e amor incondicional dedicados todos esses anos.

À minha irmã Luísa, exemplo de dedicação e força com quem tive o privilégio de crescer. Aos irmãos que a vida colocou em meu caminho, David, Emanuelle, Felipe, Luiza e Mariana, que estiveram comigo a cada passo, me fazendo crer cada vez mais em tudo o que somos capazes de realizar.

A Emanuelle, Luísa e Luiza por terem sido exemplos de mulheres fortes e guerreiras, e por terem me feito enxergar o mundo com outros olhos.

Ao Victor Magalhães, meu companheiro de todas as horas, que esteve do meu lado por todo o caminho, acreditando mais em mim do que eu mesma.

Ao Prof. Vítor Costa, por todas as orientações, relacionadas ao projeto ou não, pela disponibilidade, paciência, compreensão e dedicação.

A todos os professores por quem passei na UFMG, em especial à Prof^a. Carmela Braga, por todo o esforço e dedicação ao curso de Engenharia de Controle e Automação, e por ser exemplo de profissional e mulher. Ao Prof. Hugo Michel, pela compreensão e apoio em um momento crucial da minha vida. Ao Prof. Gabriel Fogli e ao Prof. Luciano Frezzatto, pela disponibilidade, dedicação e paciência.

Aos colegas de laboratório, Anny, Caio, Felipe e Patrícia, e à equipe de pesquisa do laboratório MACSIN.

Ao ENG200, que me mostrou que nós construímos a Escola de Engenharia que queremos ter.

*"Nothing in life is to be feared,
it is only to be understood.
Now is the time to understand more,
so that we may fear less."*

Marie Curie (1867 - 1934)

Sumário

Resumo	i
Agradecimentos	iii
Lista de Figuras	x
Lista de Tabelas	xi
1 Introdução	1
1.1 Objetivos	1
1.2 Organização do trabalho	2
2 Pesquisa Bibliográfica	3
2.1 Módulos Peltier	3
2.1.1 Desempenho dos Refrigeradores Termoelétricos	4
2.2 Controle Adaptativo	5
2.2.1 Estratégias de Controle Adaptativo	7
2.2.2 Arquiteturas de Controladores Adaptativos	10
2.2.3 Estimação de Parâmetros	10
3 Materiais e Métodos	13
3.1 Componentes do Protótipo	13
3.1.1 Instrumentação	15
3.2 Modelagem	17
3.2.1 Método das áreas	17
3.2.2 Método da resposta complementar	18
3.2.3 Método dos Mínimos Quadrados	19
3.3 Controlador	21
4 Implantação da Solução	23
4.1 Montagem do Protótipo	23
4.2 Obtenção de Modelo Preliminar	26
4.3 Implementação da Lei de Controle	29
4.3.1 Realimentação com Controlador Proporcional Integrador - PI	29
4.3.2 Realimentação com Controlador projetado por Alocação de Polos	30
4.3.3 Controlador Adaptativo	35

5	Discussão e Resultados	41
5.1	Eficiência Energética do Protótipo	41
5.2	Controlador Adaptativo	42
6	Conclusão	47
	Referências Bibliográficas	49
	Apêndice I - Código Arduino (versão final)	51

Lista de Figuras

2.1	Esquemático de um módulo Peltier	3
2.2	Diagrama de blocos de um sistema adaptativo.	6
2.3	Diagrama de blocos de um sistema com escalonamento de ganho.	7
2.4	Diagrama de blocos de um sistema adaptativo por modelo de referência (MRAS).	8
2.5	Diagrama de blocos de um regulador auto-sintonizável.	9
2.6	Diagrama de blocos de um controlador dual.	9
3.1	Caixa de madeira componente do protótipo de câmara térmica, revestida com isopor de alta densidade e os dois conjuntos de dissipador e ventoinha. . . .	14
3.2	Módulo Peltier TEC1-12715.	15
3.3	Sensor de temperatura DS18B20.	15
3.4	Placa IBT_2 com chip BTS7960.	16
3.5	Diagrama do circuito da placa IBT_2.	16
3.6	Placa Arduino DUE, usada no projeto como placa de aquisição de dados e controlador.	17
4.1	Localização dos cinco sensores de temperatura; quatro na parte interna da caixa e um dentro do reservatório de água, no circuito hidráulico.	23
4.2	Representação da ordem dos componentes no circuito hidráulico.	24
4.3	Bloco de água, módulo Peltier e folha de isopor usados na montagem do protótipo.	25
4.4	Montagem do protótipo com os elementos do circuito hidráulico e os elementos elétricos.	25
4.5	Resposta do sistema ao degrau unitário, considerando como entrada o fator percentual do ciclo do sinal periódico PWM em que os pulsos estavam em nível alto (<i>duty-cycle</i>).	27
4.6	Validação de dados - obtenção de modelo de primeira ordem para o resfriamento da câmara.	27
4.7	Validação de dados - obtenção de modelo de segunda ordem para o resfriamento da câmara.	28
4.8	Validação dos dados - obtenção de modelo de primeira e segunda ordens para aquecimento da câmara.	29
4.9	Resposta do sistema com controlador PI na função resfriamento.	31
4.10	Resposta do sistema com controlador PI na função aquecimento.	31
4.11	Resposta do sistema com controlador projetado por alocação de polos na função de resfriamento.	34

4.12	Resposta do sistema com controlador projetado por alocação de polos na função de resfriamento.	34
4.13	Comparação entre a resposta do sistema e a simulação feita através dos parâmetros obtidos pelo método dos Mínimos Quadrados.	36
4.14	Resposta do sistema com controlador adaptativo para a função de resfriamento.	37
4.15	Resposta do mecanismo de estimação de parâmetros do sistema para a função de resfriamento.	38
4.16	Resposta do sistema com controlador adaptativo para a função de aquecimento.	38
4.17	Resposta do mecanismo de estimação de parâmetros do sistema para a função de aquecimento.	39
5.1	Resposta do sistema com controlador projetado por alocação de polos em função de resfriamento: detalhe do tempo de acomodação de 2%.	43
5.2	Lugar das raízes do sistema em modo aquecimento com controlador adaptativo.	44
5.3	Localização das raízes do sistema modelado com controlador adaptativo em função de aquecimento.	44

Lista de Tabelas

3.1	Especificação dos componentes internos à caixa.	13
3.2	Especificação dos componentes do circuito hidráulico.	14

Capítulo 1

Introdução

Refrigeradores termoelétricos são aparelhos refrigeradores que utilizam dispositivos eletrônicos de estado sólido como princípio de refrigeração. Estes dispositivos são módulos Peltier, células compostas por termopares ligados eletronicamente em série e termicamente em paralelo impressados entre duas placas de cerâmica [19]. Esses termopares, ao serem submetidos a uma diferença de potencial, geram uma diferença de temperatura entre suas duas faces, proporcional à corrente que passa por eles [10]. Além de não conter peças móveis, os módulos Peltier podem ser utilizados tanto para aquecimento quanto para resfriamento e operam em corrente contínua, o que oferece grandes possibilidades a dispositivos móveis e/ou fontes alternativas de energia [19].

Este novo tipo de aparelho refrigerador tem ganhado espaço em aplicações que exigem confiabilidade, operação silenciosa e controle fino de temperatura [19], além de ser uma alternativa mais favorável ao meio ambiente do que os refrigeradores que utilizam compressão de vapor como princípio refrigerante [8]. O uso de refrigeradores termoelétricos já é investigado em aplicações como refrigeração de fontes de alimentação chaveadas [3], controle de temperatura de ambientes [11], [6], refrigeração de componentes eletrônicos [10] e sistemas de refrigeração móveis alimentados por placas solares [4]. O grande desafio que vem sendo encontrado para a escalabilidade destes dispositivos é a sua eficiência energética. Como o princípio para geração de diferenças de temperatura é a corrente que passa pelo dispositivo, esse é sujeito à ação do Efeito Joule, o que faz com que, à potência máxima, a temperatura do próprio dispositivo aumente, diminuindo a eficiência da face fria. O Efeito Joule tem ainda consequências na linearidade do sistema, que, como será visto nos capítulos 2 e 4, não funciona da mesma forma para aquecimento e resfriamento.

A proposta do trabalho apresentado é testar a eficiência de um protótipo de refrigerador termoelétrico desenvolvido em laboratório que conta com um circuito de refrigeração hidráulico para a face quente dos módulos Peltier. Além da refrigeração utilizando água, pretende-se contornar as não-linearidades dos módulos Peltier causadas pelo Efeito Joule através da aplicação de uma estratégia adaptativa de controle, possibilitando um controle fino de temperatura a partir de um único controlador.

1.1 Objetivos

O principal objetivo do presente trabalho é estudar a aplicação de controle adaptativo em um protótipo de refrigerador termoelétrico, possibilitando um controle fino de temperatura.

Também é objetivo do trabalho a construção do protótipo, incluindo montagem do circuito hidráulico de resfriamento das células, instrumentação da câmara térmica, ligação eletrônica dos componentes e acionamento elétrico das células, para estudo da eficiência energética do sistema.

1.2 Organização do trabalho

O trabalho está dividido em seis capítulos, organizando o conteúdo conforme descrito a seguir:

O capítulo 2, Pesquisa Bibliográfica, detalha conceitos importantes para o projeto, como a questão de eficiência energética dos módulos de Peltier. Serão apresentados neste tópico maiores detalhes sobre a estrutura de controle adaptativo e os recursos que ela disponibiliza para a construção do algoritmo de controle.

O capítulo 3, Materiais e Métodos, traz as especificidades do protótipo como um todo - estrutura, instrumentação e atuadores - e a proposta de implementação dos métodos necessários ao controle do sistema.

No capítulo 4, Implementação, são apresentadas as etapas de construção do protótipo, as dificuldades encontradas e as soluções propostas. Também é mostrado o processo de obtenção do modelo da planta, e a implementação e testes do algoritmo de controle.

O capítulo 5, Discussão e Resultados, traz a análise crítica dos testes feitos, tanto referente à eficiência energética da planta quanto ao algoritmo de controle. Aqui, serão detalhados os problemas encontrados ao final do projeto e as possíveis soluções.

Por fim, o capítulo 6, Conclusão, traz um resumo dos objetivos alcançados, os percalços do projeto e as principais conclusões a que o projeto levou, agregando o conhecimento à comunidade científica.

Capítulo 2

Pesquisa Bibliográfica

2.1 Módulos Peltier

O efeito Peltier, descoberto por Jean Peltier em 1834, é um fenômeno termoelétrico de transferência de energia que ocorre através de corrente elétrica passando pela junção de dois elementos semicondutores diferentes. Uma vez aplicada uma determinada diferença de potencial ao circuito formado por dois semicondutores diferentes, uma das junções apresenta um aquecimento e a outra junção um resfriamento proporcional à corrente e à constante de Peltier, definida por propriedades características de cada material [7]. O reverso do efeito Peltier é chamado efeito Seebeck, que afirma que, quando uma das junções se encontra à temperatura constante, a diferença de potencial que surge no circuito é função da temperatura da segunda junção, e este é o principal fenômeno utilizado no funcionamento de termopares.

Módulos Peltier são conversores de energia de estado sólido constituídos por termopares ligados eletronicamente em série e termicamente em paralelo [19], impressados entre duas placas de cerâmica. O lado frio das células é responsável por absorver calor, enquanto o lado quente dissipa calor. A diferença de temperatura entre os dois lados depende tanto dos materiais de que a célula é feita quanto da corrente aplicada a ela [10]. Um desenho esquemático é mostrado na Figura 2.1.

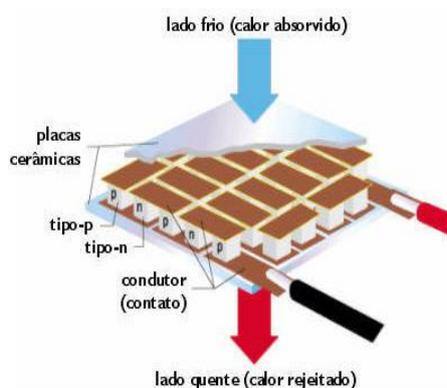


Figura 2.1: Esquemático de um módulo Peltier. Fonte: <<http://www.ppgia.pucpr.br/santin/ee/2007/1s/3/>>.

Utilizados como mecanismos de refrigeração, módulos Peltier são também chamados na literatura de Refrigeradores Termoelétricos (TEC, do inglês *ThermoElectric Coolers*). Entre

as vantagens de seu uso com relação a métodos de refrigeração convencionais, pode-se citar a alta confiabilidade, o tamanho compacto, o baixo peso e a ausência de partes móveis. Além dessas, os módulos são alimentados por fontes de corrente contínua, como baterias, fontes de energia automotivas e painéis solares, possibilitando vários tipos de aplicação nesse sentido [19]. Por fim, mas não menos importante, há o crescimento da preocupação sobre as contribuições diretas que os refrigeradores a compressão de vapor têm sobre o meio ambiente, com possibilidade de vazamento de gases e os problemas ligados ao descarte ao fim de sua vida útil. Por esta razão, a necessidade de encontrar tecnologias de refrigeração sustentáveis tem movido pesquisas neste sentido, e Hermes e Barbosa Jr. [8] afirmam que os avanços mais significativos se deram no campo da refrigeração termoelétrica.

A principal desvantagem que a literatura aborda é a baixa eficiência energética dos módulos, que tem reduzido as aplicações de refrigeradores termoelétricos a aplicações em que o coeficiente de desempenho (COP - do inglês *Coefficient Of Performance*) não é tão importante quanto a confiabilidade, disponibilidade de energia e uma operação silenciosa [19]. Ainda segundo Zhao e Tan [19], um dos caminhos que podem levar a avanços mais significativos em refrigeração termoelétrica é o melhoramento e otimização da estrutura térmica de refrigeradores termoelétricos, baseado em módulos já existentes. Neste sentido, o presente trabalho propõe o estudo de uma forma de refrigeração do próprio módulo, ampliando sua capacidade térmica e o COP de refrigeração do sistema.

2.1.1 Desempenho dos Refrigeradores Termoelétricos

Para o estudo do desempenho de um TEC, pode-se adotar a modelagem por equilíbrio energético mostrada na equação (2.1) [19]:

$$Q_c = \bar{\alpha}IT_c - \bar{K}(T_h - T_c) - 0,5\bar{R}I^2 \quad (2.1)$$

Onde $\bar{\alpha}$ é o coeficiente de Seebeck, que depende dos materiais utilizados nas junções, \bar{R} é a resistência elétrica e \bar{K} , a condutividade térmica. Os termos à direita da equação referem-se, respectivamente, ao efeito de Peltier, ao efeito de condução térmica e ao efeito Joule.

Da equação (2.1), percebe-se que a contribuição dos efeitos de condução térmica e Joule são decisivas para a baixa eficiência dos módulos de Peltier. Isto porque, embora o efeito Peltier seja proporcional à corrente aplicada, o efeito Joule é proporcional ao quadrado da corrente. Este fato faz com que o aquecimento da face quente tenha um gradiente maior que o resfriamento, diminuindo a eficiência do módulo.

Do ponto de vista elétrico, a potência gerada por uma célula pode ser descrita pela equação (2.2) [11]:

$$Q_e = I \times V \quad (2.2)$$

E assim, o COP pode ser obtido pela equação (2.3):

$$COP = \frac{Q_c}{Q_e} \quad (2.3)$$

Segundo Zhao e Tan [19], o valor de COP para refrigeradores domésticos e portáteis já testados é inferior a 0,5 operando com diferenças de temperatura $\Delta T = T_h - T_c$ de 20 a 25°C.

Vários estudos já foram feitos concernindo ao aumento do coeficiente de desempenho dos refrigeradores termoelétricos [19], e várias são as linhas de pesquisa para tornar este objetivo factível. Uma delas se relaciona com as condições de trabalho do sistema de refrigeração, como a otimização da corrente de entrada dos módulos e do resfriamento dos dissipadores de calor.

Em um estudo recente, Ibáñez-Puy *et al* [11] mostram os resultados de um teste feito em uma caixa adiabática com dois módulos Peltier TEC-12706 conectados a dois dissipadores de calor em alumínio, um em cada face. O teste simula um sistema de controle de temperatura numa sala fechada. Em resumo, a eficiência do sistema em modo aquecedor é comprovada; entretanto, a caixa não atinge as temperaturas desejadas em modo refrigerador. Fica confirmado pelo experimento que o problema se encontra no sistema de absorção do calor, e não no sistema termoelétrico em si. Pode-se supor aqui que um sistema capaz de aumentar a capacidade de absorção de calor pelo dissipador do lado quente dos módulos poderia proporcionar a obtenção das temperaturas desejadas no modo refrigerador.

Em outro estudo, Huang *et al* [10] desenvolve um teste para resfriamento de equipamentos eletrônicos utilizando módulos Peltier potencializados por um circuito de refrigeração a água e analisa os resultados, comparando à análise matemática feita anteriormente. Os resultados obtidos mostram que, conforme esperado, há uma relação de compromisso entre o valor da corrente utilizada nos módulos e a eficiência do sistema.

Para o estudo da eficiência energética de um TEC, Gauger [6] define Z como uma figura de mérito para o material do módulo e que pode ser escrita como:

$$Z = \frac{\alpha^2}{R_t K} \quad (2.4)$$

Onde α é o coeficiente de Seebeck, que depende dos materiais utilizados na junção, R_t é a resistência e K , o coeficiente de transferência de calor, e dependem tanto dos tipos de material como da geometria do módulo. A partir de Z , é possível calcular o coeficiente de desempenho máximo (COP_{max}) para um determinado módulo através da equação (2.5).

$$COP_{max} = \frac{T_L}{T_H - T_L} \frac{(1 + ZT_m)^{0,5} - \frac{T_H}{T_L}}{(1 + ZT_m)^{0,5} + 1} \quad (2.5)$$

Onde T_H e T_L são as temperaturas nos lados quente e frio, respectivamente, e T_m é a temperatura média entre os dois lados do módulo. A partir da equação (2.5), pode-se demonstrar [19] que, para uma determinada diferença de temperatura ΔT , há um valor de corrente ótimo que maximiza o coeficiente de desempenho. Também percebe-se que o valor de COP é proporcional ao valor de Z .

2.2 Controle Adaptativo

Controladores adaptativos, segundo Aström e Wittenmark, são "*controladores com parâmetros ajustáveis e um mecanismo para ajustar os parâmetros*"[2]. Uma vez que sistemas de controle necessitam ser re-sintonizados todas as vezes que as condições operacionais ou parâmetros do processo são alteradas [15], tais controladores ajustáveis são úteis quando a frequência de re-sintonia é muito alta. As principais razões para a aplicação de controladores adaptativos são a não-linearidade dos processos e o fato de que seus parâmetros são não-estacionários [15].

O interesse em controladores adaptativos surgiu no início dos anos 1950, como uma proposta de controle para aviões de alta performance, que passavam por condições de operação muito diferentes entre si durante um voo [9] e, portanto, por situações que eram retratadas por modelos com parâmetros muito diferentes entre si. Aström e Wittenmark dão, em [2], uma pequena demonstração de como mesmo variações pequenas, da ordem de décimos de unidades, em parâmetros de funções de transferência afetam o funcionamento de sistemas operando em malha fechada. Visando então garantir o desempenho satisfatório do sistema, o controle adaptativo age identificando as mudanças no sistema e estimando, direta ou indiretamente, os parâmetros do controlador através dos novos valores de variáveis de interesse.

Pode-se dizer que este tipo de controlador é composto por dois laços [2]: um de realimentação do controle e da planta, e outro para o ajuste dos parâmetros do controlador. Um diagrama de blocos dessa estrutura é mostrado na Figura 2.2.

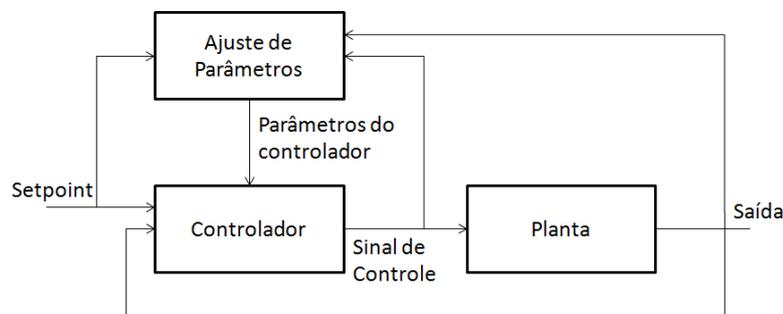


Figura 2.2: Diagrama de blocos de um sistema adaptativo. Fonte: [2] adaptado.

Por causa da característica de atualização dos parâmetros, o controlador adaptativo se torna um tipo especial de sistema não-linear, projetado *"de forma que seu comportamento se aproxime assintoticamente do dos sistemas lineares"* [14]. A grosso modo, pode-se dizer que o controlador adaptativo ajusta sua lei de controle a partir da linearização do sistema no ponto de operação em que ele se encontra.

O acidente com o avião X-15 da Honeywell no primeiro teste, citado por Hovakimyan e Cao em [9], trouxe descrédito para a técnica, embora também tenha trazido à tona a necessidade de estudo sobre sua robustez e desempenho. A partir de então, vários estudos foram feitos analisando a qualidade e confiabilidade de sistemas adaptativos, que hoje são usados em várias aplicações, tanto em processos industriais como controle de aviões [2], [9].

Segundo Aström e Wittenmark [2], a aplicação mais difundida de controladores adaptativos é a sintonia automática de controladores. Segundo eles, a sintonia automática permite que os operadores forneçam conjuntos de especificações para o sistema de forma que ele mesmo consiga obter novos parâmetros para a lei de controle para satisfazer essa nova condição de operação. Esta característica não só simplifica drasticamente o processo de sintonia como também contribui para a qualidade do controle dos processos, e pode ser aplicada tanto em controladores mais simples quanto em estruturas de controle mais complexas.

Já Jota [15] cita seis principais causas de ocorrência de mudanças no processo que justificariam o uso de um sistema adaptativo:

1. Sujeira acumulada nos trocadores de calor;

2. Operações não usuais, como falhas, partidas, desligamentos ou operação em batelada;
3. Perturbações significativas frequentes;
4. Variações ambientais
5. Mudanças nas especificações da saída ou da entrada;
6. Comportamento inerentemente não linear.

Tendo em vista que a equação que rege o funcionamento dos atuadores utilizados neste projeto é não-linear, como pode ser visto na equação (2.1), pode-se dizer que a alternativa é válida para esta aplicação.

2.2.1 Estratégias de Controle Adaptativo

Dentre as estratégias de implementação de controladores adaptativos, Aström e Wittenmark [2] citam quatro:

Ganho Escalonado

A estratégia de ganho escalonado baseia-se no mapeamento de regiões de operação do sistema e na definição de controladores específicos para cada caso. Portanto, pode ser considerado como uma relação entre parâmetros do sistema e do controlador implementados através de funções ou tabelas de correlação. Hovakimyan e Cao [9] a cita como resultado da falta de conhecimento da relação entre taxa de adaptação, resposta transitória do sistema e margens de robustez, e há pesquisadores que não a consideram como uma estratégia adaptativa propriamente dita.

O diagrama de blocos da solução é mostrado na Figura 2.3.

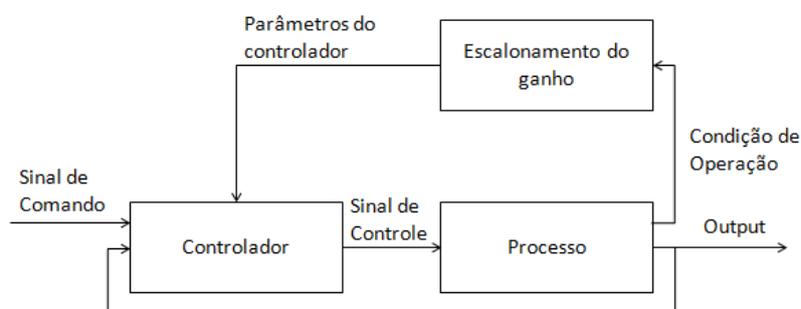


Figura 2.3: Diagrama de blocos de um sistema com escalonamento de ganho. Fonte: [2] adaptado.

Sistemas Adaptativos por Modelo de Referência

Sistemas adaptativos por modelos de referência (MRAS, do inglês *Model Reference Adaptive Systems*) são estratégias propostas para as situações em que as especificações de performance do sistema são dadas a partir de um modelo de referência. O diagrama de blocos da estrutura é mostrado na Figura 2.4.

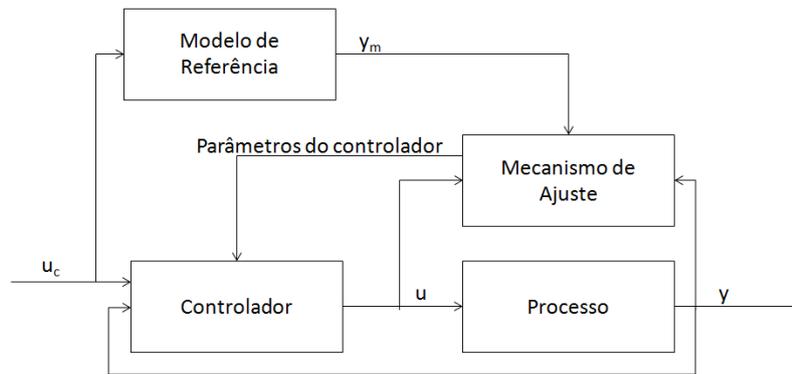


Figura 2.4: Diagrama de blocos de um sistema adaptativo por modelo de referência (MRAS). Fonte: [2] adaptado.

Controladores MRAS determinam os parâmetros do controlador de forma a minimizar o erro $e = y - y_m$ de forma que a resposta do processo se aproxime do comportamento desejado, definido pelo modelo de referência. Originalmente, os parâmetros de um controlador MRAS eram determinados através da *Regra MIT*, o que resultava em um problema não trivial para determinar um controlador estável para o sistema. A regra MIT, equacionada em (2.6), pode ser considerada um esquema para minimizar o erro e^2 através do gradiente dos parâmetros no tempo com uma taxa de adaptação γ .

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta} \quad (2.6)$$

Reguladores Auto-sintonizáveis

Reguladores auto-sintonizáveis, ao contrário dos dois citados anteriormente, estimam primeiramente os parâmetros do processo e, a partir deles, projetam um controlador que satisfaça as especificações do sistema. O diagrama de blocos dessa estrutura é mostrado na Figura 2.5.

Um regulador auto-sintonizável - ou STR, do inglês *Self-Tuning Regulator* - é assim chamado para dar ênfase ao fato de que os parâmetros do controlador são determinados automaticamente a partir dos parâmetros estimados pelo sistema. Esta estrutura também pode ser vista como uma automação do processo de modelagem e design, em que tanto o processo quanto o projeto de controlador são atualizados a cada amostra da resposta.

Uma observação que deve ser levada em conta é que, ao estimar os parâmetros do modelo, os controladores STR não consideram incertezas de medição, tomando aqueles valores de parâmetros como verdadeiros. Este princípio é chamado de Princípio de Equivalência da

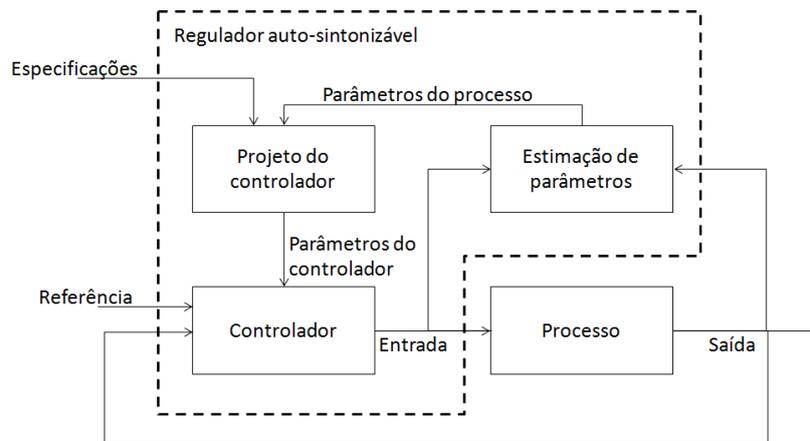


Figura 2.5: Diagrama de blocos de um regulador auto-sintonizável. Fonte: [2] adaptado.

Certeza¹. Dessa forma, a incerteza dos parâmetros encontrados deve ser levada em conta na elaboração das especificações do sistema controlado; se, por exemplo, a incerteza for grande, deve-se optar por um projeto mais conservador.

Controle Dual

O controle dual é uma estratégia que emprega teoria de controle estocástico não-linear, e por isso, consegue medir o conhecimento do sistema sobre o modelo e estimar a incerteza dos parâmetros para levá-la em consideração no projeto do controlador. O diagrama de blocos da estratégia é mostrado na figura 2.6.

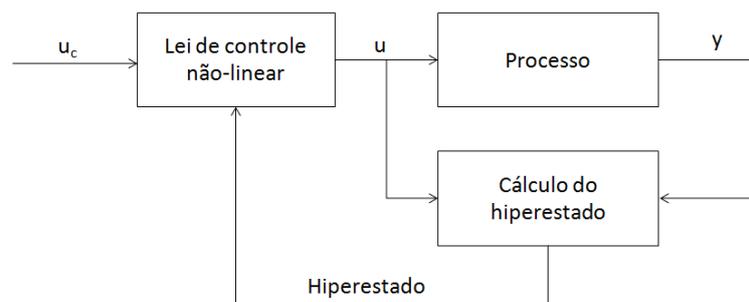


Figura 2.6: Diagrama de blocos de um controlador dual. Fonte: [2] adaptado.

O estimador calcula a distribuição de probabilidade condicional do estado z do sistema a partir do sinal de controle u e saída y , $p(z|u, y)$. Esta distribuição é chamada de *hiperestado* do problema. A partir dela, o controlador gera uma função não-linear, mapeando o hiperestado do problema dentro do espaço das variáveis de controle, e, desta forma, através da distribuição de probabilidade, consegue medir a incerteza da resposta do estimador e desenvolver a lei de controle levando-a em conta.

¹Tradução livre para *certainty equivalence principle*.

2.2.2 Arquiteturas de Controladores Adaptativos

Controladores adaptativos podem também ser diferenciados por sua implementação. Para tal, podem ser usados métodos diretos ou indiretos.

Métodos de adaptação diretos são construídos de forma que as regras de ajuste são aplicadas diretamente aos parâmetros do controlador [2], ou seja, os estimadores trabalham estimando diretamente as variáveis para a lei de controle. Já os métodos indiretos estimam parâmetros do modelo do processo e a lei de controle é obtida através destes parâmetros. Portanto, o erro medido é o de predição da resposta, e não mais a distância entre a resposta obtida e a desejada [9].

Embora Aström e Wittenmark [2] classifiquem em um primeiro momento as estratégias de Ganho Escalonado e MRAS como métodos diretos e STR e Controle Dual como métodos indiretos, ao longo do texto em [2] percebe-se que, para as quatro estratégias, há implementações possíveis dos dois métodos. Hovakimyan e Cao [9] ainda ressaltam que a diferença fundamental entre os métodos é que, para métodos indiretos, o sinal de controle serve como entrada tanto para o sistema quanto para o preditor. Já para sistemas diretos, a entrada do preditor é o sinal de comando, ou a referência, e o sinal de controle é entrada apenas do processo.

2.2.3 Estimação de Parâmetros

Seja para métodos diretos ou indiretos, pode-se perceber que a estimação de parâmetros em tempo real desempenha um papel chave em sistemas adaptativos [2]. Através dela, é feita a identificação do sistema dinâmico a ser controlado, possibilitando o projeto de um controlador adequado.

Os elementos necessários para a identificação de um sistema dinâmico são a escolha da estrutura, o planejamento do experimento, a estimação dos parâmetros e a validação. A escolha da estrutura e o planejamento do experimento requerem algum conhecimento sobre o sistema, e são cruciais para sua identificação. Esses elementos são importantes pois determinam o método de estimação a ser usado e, portanto, o tipo de entrada a ser aplicada para uma identificação eficiente [2].

A principal particularidade sobre identificação de sistemas para controle adaptativo é o fato de que os parâmetros precisam ser estimados em tempo real. Segundo Aguirre [1], há diversos algoritmos que podem ser usados para estimação recursiva de parâmetros. Entretanto, para uma boa estimativa, deve-se supor que o vetor de parâmetros estimados $\hat{\theta}$ seja não polarizado, ou seja, $E[\hat{\theta}] - \theta = 0$, e que a covariância entre os parâmetros estimados deve ser mínima. Neste âmbito, o algoritmo de Mínimos Quadrados se apresenta como uma boa alternativa, embora o cálculo da matriz de covariância no método exija um alto grau de processamento. Aström e Wittenmark [2] citam outros algoritmos com menor custo computacional e convergência mais lenta. O uso destes métodos seria necessário se o tempo de computação das variáveis fosse mais crítico do que a propriedade de mínima covariância [1].

Pode-se assumir para vários casos de controles adaptativos que o tempo de processamento é uma característica imprescindível, uma vez que as variáveis precisam estar disponíveis para influenciar a lei de controle [1]. Porém, como será visto nas etapas de planejamento e implementação, esta limitação não se aplica ao presente projeto, já que a própria dinâmica do processo é lenta.

Como a identificação de sistemas em tempo real requer o uso de cálculos que apenas podem ser feitos com o uso de um computador, é adequado que sejam usados modelos discretos para representar a dinâmica do processo. Isto é, deve-se utilizar modelos determinados através de sinais de entrada e saída medidos a intervalos regulares [15]. Assim, mesmo que o modelo seja primeiramente obtido em tempo contínuo, é conveniente convertê-lo para a forma discreta antes da identificação dos parâmetros.

Capítulo 3

Materiais e Métodos

No presente trabalho, pretende-se investigar a aplicação de controle adaptativo para o acionamento de Células Peltier funcionando como método ativo de refrigeração e aquecimento em uma Câmara Térmica. Para tanto, pretende-se utilizar um protótipo de baixo custo, construído e operado em ambiente controlado para melhor avaliação das respostas do experimento.

3.1 Componentes do Protótipo

A câmara térmica construída constitui-se essencialmente de uma caixa de madeira com volume interno de $12,4 \cdot 10^{-3} m^3$ revestida internamente com isopor de alta densidade para isolamento térmico. A caixa também conta com dois dissipadores de alumínio presos à sua face posterior com massa epóxi bicomponente e a face superior articulada para acesso ao seu interior. É importante para o experimento que se tenha acesso ao interior da caixa, já que dentro dela serão feitas as medições de temperatura. Por fim, a caixa ainda conta com duas ventoinhas instaladas junto à face aletada dos dissipadores, de forma a homogeneizar a temperatura dentro da câmara. A relação dos componentes interiores à caixa e suas especificações pode ser vista na Tabela 3.1. A caixa e sua parte interna podem ser vistos na Figura 3.1.

Componentes	Especificação
Caixa de Madeira	Medidas Internas: 38,5x17x19cm
Dissipadores de Alumínio	100x105x25mm, com aletas verticais de 6mm.
Ventoinhas	Micro Ventilador Fan Cooler 80mm 12V 0,15A

Tabela 3.1: Especificação dos componentes internos à caixa.

Acoplado à câmara, há um circuito hidráulico que visa colaborar para a dissipação do calor gerado na face quente das células Peltier. Uma vez que a câmara esteja funcionando como refrigerador, o circuito hidráulico absorverá o calor gerado na face quente, aumentando a capacidade de dissipação deste calor. Esse circuito é composto por reservatório, bomba, mangueiras flexíveis, blocos de água em alumínio, um radiador também de alumínio e três ventoinhas. Os elementos que compõem este circuito são comumente utilizados em aplicações de refrigeração de computadores, em especial no âmbito de *overclocking*. A relação dos componentes do circuito hidráulico e suas especificações pode ser vista na Tabela 3.2.



Figura 3.1: Caixa de madeira componente do protótipo de câmara térmica, revestida com isopor de alta densidade e os dois conjuntos de dissipador e ventoinha.

Componentes	Especificação
Reservatório	Reservatório cilíndrico 50x140mm (d x h)
Bomba	Bomba de água SC600 12V 500L/H
Mangueiras Flexíveis	Mangueiras de plástico PVC cristal 5/16"x1,3mm e 3/8"x1,5mm
Blocos de água	Blocos retangulares em alumínio 80x40x10mm
Radiador	Radiador em alumínio para resfriamento com água de 360x120mm
Ventoinhas	Cooler Fan 120mm com LED Branco 12V

Tabela 3.2: Especificação dos componentes do circuito hidráulico.

Os blocos de água são feitos em alumínio e têm dimensão suficiente para alocar dois módulos Peltier lado a lado. Seu papel é otimizar a troca de calor entre a face quente das células e a água no circuito hidráulico, potencializando a dissipação do calor.

As três ventoinhas devem ser acopladas ao radiador de forma que o fluxo de ar gerado passe pelas aletas do radiador e seja direcionado para fora do sistema.

Os módulos Peltier devem ser colocados entre os blocos de água e os dissipadores, de forma que uma face troque calor com o interior da caixa através do dissipador e outra, com a água através do bloco de alumínio. Para maximizar a transferência de calor entre esses elementos, deve-se utilizar pasta térmica, uma substância viscosa de alta condutividade térmica que cria uma camada muito fina entre faces do módulo e os dissipadores. Desta forma, a pasta permite que haja uma troca de calor eficiente entre eles e ainda garante a ausência de ar no espaço entre um e outro.

Os módulos Peltier usados são do modelo TEC1-12715. Cada célula é composta por 127 termopares suportando a corrente máxima de 15A. São usadas na montagem duas células, de dimensões 40x40x3mm, uma para cada dissipador, ligadas em série e alimentadas por uma fonte de tensão de 24V/20A. A Figura 3.2 apresenta uma célula do mesmo modelo das que foram usadas na construção do protótipo.

A montagem original início do projeto contava com quatro blocos de água, dois para cada dissipador, com duas células em cada, totalizando oito módulos Peltier na montagem. Esta estratégia foi abandonada quando, durante os testes, percebeu-se que o circuito hidráulico não era capaz de dissipar todo o calor gerado pelas oito células, fazendo com que o lado frio não fosse capaz de absorver calor suficiente de dentro da câmara. A quantidade de células na montagem foi reduzida até que o resultado dos testes fosse positivo, com uma célula em



Figura 3.2: Módulo Peltier TEC1-12715.

cada bloco de água e apenas um bloco em cada dissipador.

3.1.1 Instrumentação

A instrumentação da caixa é composta por cinco sensores de temperatura DS18B20 [12]: quatro na parte interna da caixa e um dentro do reservatório de água no circuito hidráulico. Pretende-se colocar dois dos quatro medidores internos à caixa alocados nos espaços entre os dissipadores e as ventoinhas, a fim de medir diretamente a temperatura dos dissipadores. Os outros dois serão alocados de forma a verificar uma temperatura média da parte interna da caixa através da medição de dois pontos diferentes.



Figura 3.3: Sensor de temperatura DS18B20. Fonte: <<https://www.filipeflop.com/blog/sensor-de-temperatura-ds18b20-arduino/>>.

Para a aquisição dos dados dos sensores, a plataforma utilizada é a mesma para a aplicação do controle: a placa Arduino DUE, que será especificada mais a frente.

Para o acionamento dos módulos Peltier, utiliza-se a placa IBT_2, com chip BTS7960

[17], uma Ponte-H completa compatível com o nível de corrente elevado dos módulos utilizados. A placa é mostrada na Figura 3.4 e um diagrama do seu circuito, na Figura 3.5.

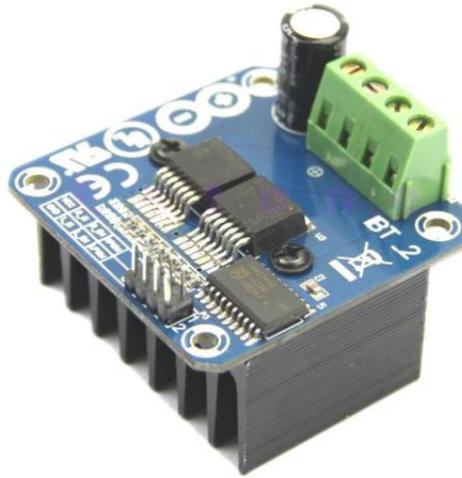


Figura 3.4: Placa IBT_2 com chip BTS7960. Fonte: [17].

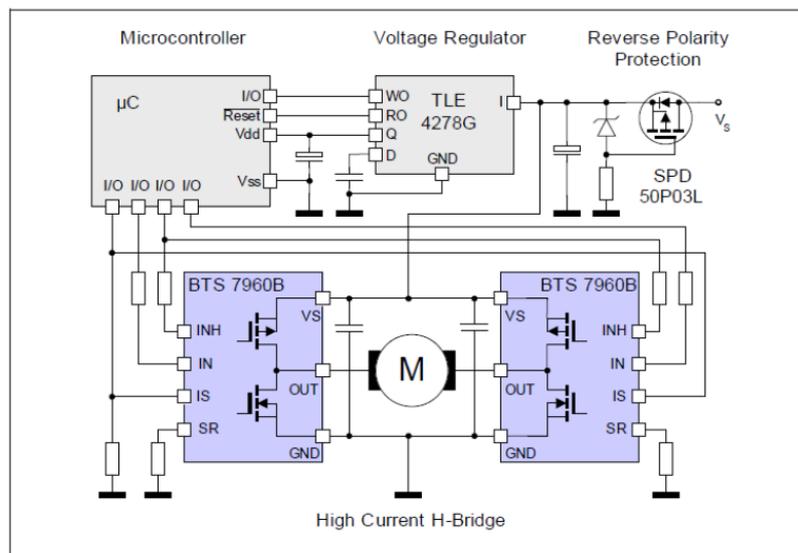


Figura 3.5: Diagrama do circuito da placa IBT_2. Fonte: [17].

A Ponte-H é um circuito eletrônico composto por quatro transistores acionados por um microcontrolador, conforme representado na Figura 3.5. O microcontrolador recebe dois sinais digitais de controle modulados por largura de pulso (PWM, do inglês *Pulse Width Modulation*), cada um representando um sentido de alimentação da carga. Conforme [17], só deve ser atribuído um sinal positivo ao sistema, enquanto o outro deve ser deixado em nível baixo. Desta forma, o microcontrolador aplica o sinal aos dois lados da ponte e controla o sentido da corrente, a partir de quais transistores estão ativos e quais estão em corte, e a velocidade, através do valor do sinal PWM recebido pelo microcontrolador.

Como controlador, utilizou-se uma placa Arduino DUE, baseada em um microcontrolador Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3 com 512KB de memória para aplicações. Como a pretensão do projeto seria aplicar um tipo de controle com mais processamento do que controladores convencionais com realimentação negativa, optou-se por uma placa com mais capacidade de memória do que outras opções.



Figura 3.6: Placa Arduino DUE, usada como placa de aquisição de dados e controlador. Fonte: <<https://store.arduino.cc/usa/duel>>

A IDE utilizada para a programação do controlador foi a Arduino Software 1.8.9. Para viabilizar a coleta e leitura dos dados dos sensores de temperatura, foi necessário o download da biblioteca *OneWire.h* e o uso das bibliotecas *SPI.h* para comunicação serial com elementos periféricos e *Wire.h* para escrita na porta serial. A biblioteca *DueTimer.h* foi utilizada para garantir que os instantes de amostragem e aplicação do controle fossem determinísticos e sincronizados pelo período de amostragem definido para a planta.

Para obtenção dos modelos utilizados da planta e teste dos algoritmos de controle, utilizou-se o software Matlab ©R2016a, versão 9.0. Foram utilizadas as ferramentas do pacote *Control System Toolbox* para as análises cruciais a este trabalho.

3.2 Modelagem

Foram utilizados três métodos de identificação para obter um modelo para a planta antes da aplicação do controle, dois deles aplicáveis a modelos no domínio do tempo contínuo. Embora os sinais captados do protótipo sejam sinais amostrados, Teixeira [18] afirma que, assumindo que sinais digitais de entrada e saída estejam superamostrados, o sistema pode ser aproximado por uma função no domínio do tempo contínuo.

3.2.1 Método das áreas

O método das áreas é um método determinístico de identificação de sistemas no domínio do tempo descrito em [18], aplicado a sistemas que podem ser aproximados por funções de transferência de primeira ordem com atraso puro de tempo. A identificação neste caso é feita através da resposta do sistema ao degrau.

Considerando K , τ e θ como o ganho estático do sistema, a constante de tempo e o atraso puro de tempo, respectivamente, o sistema pode ser descrito pela função de transferência

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K e^{-\theta s}}{\tau s + 1} \quad (3.1)$$

Sendo $Y(s)$ e $U(s)$ a transformada de Laplace dos sinais de saída e entrada, respectivamente.

Primeiramente, pode-se obter K por

$$K = \frac{\Delta y}{\Delta u} \quad (3.2)$$

Onde Δu é a magnitude do degrau de entrada e Δy , a variação resultante na saída. Em seguida, considerando $y_n(t)$ e $u_n(t)$ as versões normalizadas de $y(t)$ e $u(t)$, onde

$$y_n(t) = \frac{y(t) - y(0)}{K \Delta y} \quad u_n(t) = \frac{u(t) - u(0)}{\Delta u} \quad (3.3)$$

então τ e θ podem ser obtidos por

$$\begin{aligned} \tau + \theta &= \int_0^{\infty} u_n(t) dt - \int_0^{\infty} y_n(t) dt \\ \tau &= e^{\int_0^{\tau+\theta} y_n(t) dt} \end{aligned} \quad (3.4)$$

A partir daqui, fazendo o tempo de amostragem T_s pequeno o suficiente, pode-se dizer que

$$\begin{aligned} \tau + \theta &= \sum_{k=0}^N T_s (u_n(kT_s) - y_n(kT_s)) \\ \tau &= e^{\sum_{k=0}^{N_T} T_s y_n(kT_s)} \end{aligned} \quad (3.5)$$

onde N é o número total de amostras coletadas dos sinais e $N_T = \text{arredondamento de } \left(\frac{\tau+\theta}{T_s}\right)$.

3.2.2 Método da resposta complementar

O método da resposta complementar é também um método determinístico para estimação de parâmetros de funções de transferência no domínio do tempo descrito em [18]. Este método é aplicado a sistemas de segunda ordem sobreamortecidos e ensaios de resposta ao degrau.

Considerando τ_1 e τ_2 as duas constantes de tempo do sistema, ele pode ser expresso por uma função de transferência da forma

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K e^{-\tau s}}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} \quad (3.6)$$

Estimando-se o ganho K através de (3.2) e θ por inspeção visual, τ_1 e τ_2 podem ser determinados pelo método a seguir.

Seja w a curva do logaritmo da resposta complementar em função do tempo dada por

$$w = \ln \left| 1 - \frac{y_a(t)}{K \Delta u} \right| \quad (3.7)$$

onde $y_a(t) = y(t + \theta)$ desconta o valor encontrado para o atraso. Em seguida, é feito o ajuste linear da assíntota de w para valores grandes de t :

$$w = at + b \quad (3.8)$$

Os valores de τ_1 e τ_2 são dados por:

$$a = -\frac{1}{\tau_1} \quad (3.9)$$

$$b = \ln \left(\frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2} \right) \quad (3.10)$$

Assim, a partir de (3.10), pode-se traçar v tal que:

$$v = \ln \left| \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2} e^{\frac{-t}{\tau_1}} - \left(1 - \frac{y_a(t)}{K\Delta u} \right) \right| \quad (3.11)$$

Fazendo o ajuste linear semelhantemente ao feito para w , obtem-se

$$v = ct + d \quad (3.12)$$

de onde pode-se escrever

$$c = -\frac{1}{\tau_2} \quad (3.13)$$

$$d = \ln \left(\frac{\tau_2}{\tau_1 - \tau_2} \right) \quad (3.14)$$

3.2.3 Método dos Mínimos Quadrados

O estimador de mínimos quadrados é um dos mais conhecidos e versáteis métodos de estimação de parâmetros [1]. Foi concebido por Gauss, e utilizado pela primeira vez em seus estudos sobre a órbita dos planetas e asteroides, e determina que os parâmetros a serem estimados sejam tais que a soma do quadrado das diferenças entre os pontos calculados e as medições, multiplicados por uma medida de sua precisão, seja mínimo [2].

Seja um modelo ARX¹ de um sistema SISO² de segunda ordem definido como:

$$y(k) = -a_1y(k-1) - a_2y(k-2) + b_1u(k-1) + b_2u(k-2) \quad (3.15)$$

onde y é a saída do processo e u , o sinal de controle. Pode-se reescrever y de forma linear tal que:

$$y(k) = [y(k-1) \quad y(k-2) \quad u(k-1) \quad u(k-2)] \begin{bmatrix} -a_1 \\ -a_2 \\ b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

¹Modelo auto-regressivo com variável exógena, do inglês *Auto-Regressive with exogenous input*.

²Única entrada e única saída, do inglês *Single Input, Single Output*.

Denominando-se $\phi(k-1)^\top$ o vetor de amostras:

$$\phi(k-1)^\top = [y(k-1) \quad y(k-2) \quad u(k-1) \quad u(k-2)] \quad (3.17)$$

e θ o vetor de parâmetros reais:

$$\theta = \begin{bmatrix} -a_1 \\ -a_2 \\ b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

tem-se, para N instantes,

$$Y = \Phi\theta \quad (3.19)$$

onde a matriz Y contém N observações de saída e a matriz Φ , chamada matriz de regressores, tem as observações de entrada do sistema nos mesmos N instantes, sendo as N observações tomadas com a mesma medida de precisão. Assim, sendo $\hat{\theta}$ o vetor de parâmetros estimados para o modelo, o método de mínimos quadrados visa determinar $\hat{\theta}$ para minimizar J_{MQ} tal que:

$$\begin{aligned} e(i) &= y(i) - \phi(i)^\top \hat{\theta} \\ J_{MQ} &= \sum_{i=1}^N e(i)^2 = E^\top E = \|E\|^2 \end{aligned} \quad (3.20)$$

Desta forma, substituindo-se $E = Y - \Phi\hat{\theta}$ em (3.20) e desenvolvendo a equação [1],[2], [15]:

$$\hat{\theta} = (\Phi^\top \Phi)^{-1} \Phi^\top Y \quad (3.21)$$

Para a aplicação em controladores adaptativos, define-se a implementação recursiva do método. Para tanto, considere-se P a matriz de covariância entre os regressores e K uma matriz de ganhos tal que, para cada instante, K , $\hat{\theta}$ e P são atualizados conforme (3.22) [1], [2]:

$$\begin{aligned} K(k) &= \frac{P(k-1)\phi(k-1)}{\phi(k-1)^\top P(k-1)\phi(k-1) + \lambda} \\ \hat{\theta}(k) &= \hat{\theta}(k-1) + K(k)[y(k) - \phi^\top \hat{\theta}(k-1)] \\ P(k) &= \frac{P(k-1) - K(k)\phi^\top P(k-1)}{\lambda} \end{aligned} \quad (3.22)$$

O fator λ em (3.22) é o fator de esquecimento, considerando que os parâmetros expressos por $\hat{\theta}$ são variantes no tempo [2].

Como o algoritmo é recursivo e precisa ser inicializado, recomenda-se utilizar para as matrizes P e $\hat{\theta}$ valores de parâmetros estimados anteriormente, ou P suficientemente grande para que os parâmetros iniciais de $\hat{\theta}$ tenham pouca influência na predição de um passo a frente. Os valores escolhidos para P nessas circunstâncias são tipicamente $I \times 10^3 \leq P \leq I \times 10^7$ [1].

É conveniente mencionar que, mesmo que as matrizes $P_{4 \times 4}$, $K_{4 \times 1}$, $\phi_{1 \times 4}$ e $\hat{\theta}_{4 \times 1}$ tenham dimensões maiores do que a unitária, para sistemas com uma única saída, nenhuma das operações de atualização de parâmetros envolve inversão de matrizes [1].

3.3 Controlador

A estratégia de controle aplicada ao sistema descrito neste trabalho é a de um regulador auto-sintonizável (STR), implementado como técnica de adaptação indireta. Devido às não-linearidades dos elementos atuadores do sistema, optou-se pela estimação contínua dos parâmetros, o que significa que a cada instante de amostragem, novos parâmetros são calculados. O projeto do controlador é feito por alocação de polos, conforme método descrito a seguir, baseado no proposto por Aström e Wittenmark [2].

Seja o sistema SISO $G(z^{-1})$ descrito por

$$G(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (3.23)$$

e a lei de controle descrita por

$$Ru(k) = Tu_c(k) - Sy(k) \quad (3.24)$$

onde u_c é o sinal de comando ou a referência. A equação característica de malha fechada é então dada por

$$AR + BS = A_c \quad (3.25)$$

onde A_c é a equação característica que confere ao sistema o comportamento especificado. A partir da equação (3.25), chamada *Equação Diofantina* pode-se determinar R e S desde que A e B não tenham fatores em comum.

Os autores estabelecem um método de seguimento de modelo de referência e desenvolvem equacionadamente as consequências dessa condição. Em seguida, estabelecem condições de causalidade para o sistema e, por fim, utilizam os dois desenvolvimentos para apresentar um algoritmo de grau mínimo para o projeto do controlador.

Primeiramente, B é fatorado na forma

$$B = B^+ B^- \quad (3.26)$$

tal que B^+ é mônico e contém todos os zeros estáveis que podem ser cancelados, e B^- corresponde à parte instável ou mal comportada que não pode ser cancelada, como atraso puro de tempo.

Em seguida, são determinados A_m e B_m tal que a dinâmica desejada para o sistema seja expressa por

$$G_m(z^{-1}) = \frac{B_m(z^{-1})}{A_m(z^{-1})} \quad (3.27)$$

e sejam consideradas as seguintes restrições:

$$\begin{aligned} \deg A_m &= \deg A \\ \deg B_m &= \deg B \end{aligned} \quad (3.28)$$

B_m é também fatorado e assume a forma:

$$B_m = B^- B'_m \quad (3.29)$$

onde B^- é o mesmo citado na equação (3.26) e B'_m é a composição restante para a obtenção do o comportamento desejado expresso por B_m .

Determina-se também A_o , que pode ser considerado um filtro para compatibilizar as ordens do controlador e da dinâmica desejada, tal que

$$\text{deg}A_o = \text{deg}A - \text{deg}B^+ - 1 \quad (3.30)$$

Então, encontra-se a solução de

$$\begin{aligned} AR' + B^- S &= A_o A_m \\ R &= R' B^+ \\ T &= A_o B'_m \end{aligned} \quad (3.31)$$

E a lei de controle pode ser obtida através de (3.24). Detalhes da implementação do método poderão ser vistos no Capítulo 4.

Capítulo 4

Implantação da Solução

A implantação da solução proposta será dividida em três partes: montagem do protótipo, obtenção de modelo preliminar e implementação do controle. Os resultados obtidos na primeira e última etapas serão explicitados e discutidos no capítulo 5.

4.1 Montagem do Protótipo

Primeiramente, a montagem dos dissipadores na caixa de madeira foi feita com massa epóxi bicomponente e o revestimento em isopor foi acoplado à madeira utilizando cola quente. Os dois sensores internos à câmara foram alocados no fundo da caixa, um próximo ao centro da face frontal e outro próximo ao centro da face posterior. A entrada dos sensores para a câmara foi aberta com o uso de uma furadeira no espaço abaixo do dissipador na parte direita da caixa.

A posição dos sensores pode ser verificada na Figura 4.1.



Figura 4.1: Localização dos cinco sensores de temperatura; quatro na parte interna da caixa e um dentro do reservatório de água, no circuito hidráulico.

Na face posterior, foram montados todos os elementos do circuito hidráulico. O radiador

foi posicionado acima dos dissipadores, na horizontal, com o auxílio de uma mão francesa de alumínio e parafusos. Já o conjunto bomba-reservatório foi preso utilizando os kits de fixação do próprio conjunto, constituídos de mãos francesas e prendedores plásticos no formato de semi-círculos, encaixando o reservatório entre eles. As mãos francesas foram fixadas na face esquerda da caixa, de modo que o reservatório e a bomba ficassem alinhados com a face posterior.

O circuito hidráulico foi montado utilizando as mangueiras flexíveis, ligando o reservatório ao radiador e à bomba, e esta aos blocos de água. Utilizou-se braçadeiras de alumínio do tipo borboleta para prender as mangueiras aos conectores de maior diâmetro. O circuito foi planejado de forma que a água siga a trajetória representada na Figura 4.2.

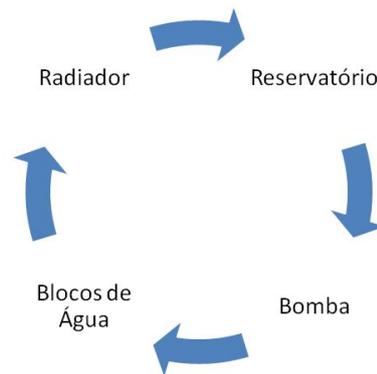


Figura 4.2: Representação da ordem dos componentes no circuito hidráulico.

Uma das maiores dificuldades encontradas durante a montagem do protótipo foi a fixação dos blocos de água de modo que se assegurasse que as células estavam em contato com os dissipadores. Na montagem final, a solução escolhida foi utilizar um bloco de isopor com as dimensões do dissipador e um recorte onde seriam alocados os blocos de água com as células. Assim, além de servir de estrutura, o isopor garantiria o isolamento térmico do dissipador com o ambiente externo à caixa e também com as faces laterais do bloco de alumínio. A fixação das células nos blocos de água, como dito anteriormente, é feita com pasta térmica. Os blocos de água estão fixados nos blocos de isopor utilizando cola de silicone, assim como foi feita a fixação dos blocos de isopor nos dissipadores.

Como o radiador ficou posicionado acima dos blocos de água, as ventoinhas foram montadas acima dele, assegurando que o calor retirado das células fosse direcionado para cima e não de volta para os blocos de água. Todos os elementos elétricos do circuito hidráulico e as duas ventoinhas da parte interna da caixa foram montados eletricamente em paralelo e alimentados por uma fonte de 12V/15A.

Unindo a caixa ao circuito hidráulico, estão os módulos Peltier. Cada célula foi colocada na metade superior da face dos blocos de água, presa através de pasta térmica. O espaço restante na face do bloco de água é ocupado por uma folha de isopor de dimensões iguais à das células para isolamento térmico, tanto do bloco em relação ao dissipador quanto da face fria da célula em relação à face quente. Na Figura 4.3 pode-se ver o módulo Peltier utilizado no protótipo, o bloco de água e a folha de isopor, representando a montagem feita.

A partir da montagem do protótipo utilizando apenas duas células em vez das oito previstas no início do projeto, a diferença de temperatura máxima que se conseguiu alcançar



Figura 4.3: Bloco de água, módulo Peltier e folha de isopor usados na montagem do protótipo.

no modo de resfriamento foi de $-7,3^{\circ}\text{C}$ em relação à temperatura ambiente. Em modo de aquecimento, a diferença foi de $31,4^{\circ}\text{C}$.

Na Figura 4.4, pode-se ver a caixa montada e o circuito hidráulico.

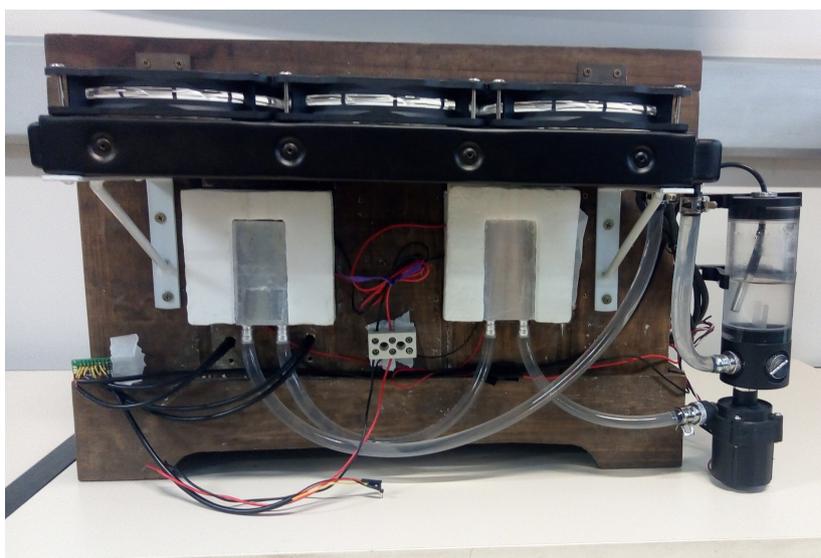


Figura 4.4: Montagem do protótipo com os elementos do circuito hidráulico e os elementos elétricos.

4.2 Obtenção de Modelo Preliminar

Modelos preliminares da planta construída foram obtidos para possibilitar a escolha de uma estrutura adequada para o modelo e controlador. Os modelos preliminares serviram também para validar a hipótese de que o sistema realmente exige uma estrutura mais complexa do que o convencional controle realimentado.

Ao longo do projeto, os testes aqui descritos foram refeitos e resultaram em três modelos diferentes para a planta. Pode-se supor que as condições climáticas tenham tido alguma influência nos modelos, já que a água do circuito hidráulico troca calor com o meio externo através do radiador. É razoável ainda supor que possam ter surgido pequenas alterações no próprio protótipo, como o surgimento de brechas entre os suportes de isopor, que sustentam os blocos de água, e os dissipadores, diminuindo o efeito de isolamento térmico entre estes e o ambiente.

Apesar disso, como o processo de obtenção dos modelos foi o mesmo para todas as iterações, é apresentado neste trabalho apenas o último resultado obtido. É importante ressaltar que os testes para a obtenção do modelo que será descrito e também os testes de controladores retratados na seção 4.3 foram feitos em um intervalo de duas semanas, considerado suficientemente pequeno para que as alterações citadas pudessem ser desconsideradas.

Para que se pudesse determinar a ordem que seria usada para representar matematicamente o sistema, foram realizados primeiramente ensaios de resposta ao degrau, tanto de aquecimento da câmara como de resfriamento. Considerou-se como entrada do sistema o valor do sinal PWM enviado à placa de acionamento, ou seja, o fator percentual do ciclo em que os pulsos do sinal estavam em nível alto, ou *duty-cycle* (ciclo de trabalho). Os dados da saída foram coletados com uma taxa de amostragem $T_s = 1s$ através da comunicação serial da placa Arduino com o computador, e armazenados em arquivos de Valores Separados por Vírgulas (.csv). Em seguida, utilizou-se o software Matlab© para gerar um gráfico da evolução da temperatura média da caixa no tempo, e o resultado é mostrado na Figura 4.5.

Como a resposta do sistema não apresenta oscilações, e também por se tratar de um sistema térmico tipicamente representado por uma função de primeira ordem com atraso puro de tempo, assumiu-se em um primeiro momento que o sistema poderia ser suficientemente bem caracterizado desta forma. Então, através do método das áreas, implementado em código Matlab©, obteve-se um modelo preliminar representado pela equação (4.1).

$$G(s) = \frac{-7,25e^{-74s}}{194s + 1} \quad (4.1)$$

A validação da curva dos dados obtidos e do modelo pode ser vista na Figura 4.6.

Verificou-se, através da validação, que o sistema respondia mais rapidamente do que o atraso identificado pelo método, porém a curva de subida era mais lenta do que o retratado pelo modelo encontrado. Assumiu-se então que o sistema poderia ser de segunda ordem sobreamortecido, pela ausência de oscilações, e, utilizando o método da resposta complementar implementado em Matlab©, obteve-se o modelo descrito em (4.2).

$$G_2(s) = \frac{-7,25e^{-12s}}{(190s + 1)(66s + 1)} \quad (4.2)$$

A validação dos dados com relação ao modelo de segunda ordem é apresentada na Figura 4.7.

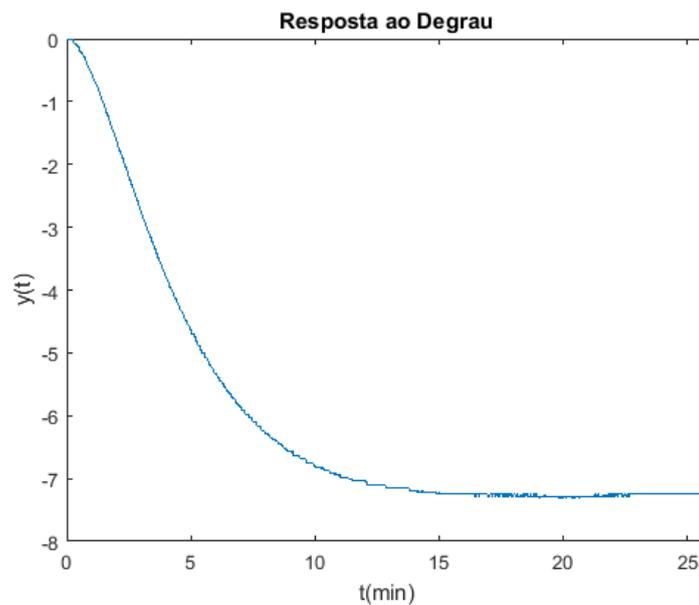


Figura 4.5: Resposta do sistema ao degrau unitário, considerando como entrada o fator percentual do ciclo do sinal periódico PWM em que os pulsos estavam em nível alto (*duty-cycle*).

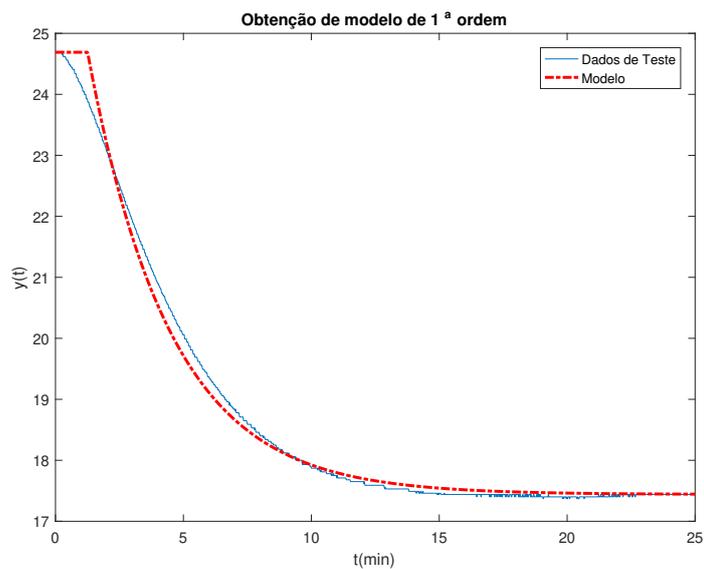


Figura 4.6: Validação de dados - obtenção de modelo de primeira ordem para o resfriamento da câmara. Modelo obtido através de um ensaio de resposta ao degrau unitário e método das áreas.

O modelo de segunda ordem, por sua vez, se ajusta bem à curva, tanto nos instantes iniciais da resposta quanto na constante de tempo. Pode-se perceber, comparando as figuras 4.6 e 4.7, que a dinâmica de segunda ordem representa a resposta do sistema com maior precisão.

Foi feito também um ensaio de resposta ao degrau unitário negativo, para fins de comparação das respostas do sistema para a função aquecimento e resfriamento. Também foram

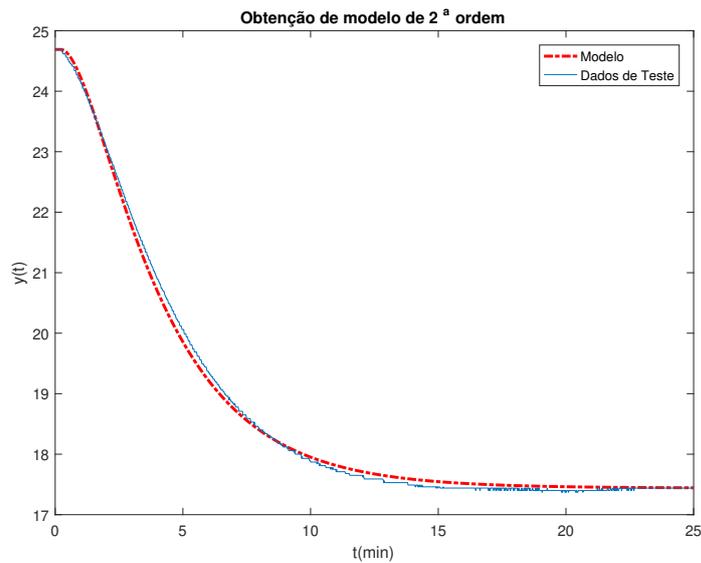


Figura 4.7: Validação de dados - obtenção de modelo de segunda ordem para o resfriamento da câmara. Modelo obtido através de um ensaio de resposta ao degrau e pelo método da resposta complementar.

gerados modelos de primeira e segunda ordem para o sistema, representados nas equações (4.3) e (4.4).

$$G_{1aq} = \frac{-31,39e^{-69s}}{563s + 1} \quad (4.3)$$

$$G_{2aq} = \frac{-31,39e^{-25s}}{(503s + 1)(61s + 1)} \quad (4.4)$$

A validação dos dados com os dois modelos obtidos é mostrada na Figura 4.8.

Para o modelo da função de aquecimento da câmara, a diferença encontrada é bem menor entre os modelos de primeira e segunda ordem do que para a função de resfriamento. Entretanto, notou-se que, para os modelos de segunda ordem das duas funções, uma das constantes de tempo está em torno dos 65 segundos. Concluiu-se a partir disso que esta dinâmica é referente ao sensor de temperatura.

Percebe-se aqui que, como a constante de tempo do sistema na função de resfriamento é em torno de três vezes maior do que a constante do sensor, a diferença entre elas não é grande o bastante, e a dinâmica mais rápida ainda tem efeito significativo na saída. Por outro lado, como a constante de tempo da função de aquecimento é cerca de oito vezes maior, a dinâmica do sensor já não apresenta grande influência na resposta.

Embora fosse razoável admitir o modelo de primeira ordem para o sistema em função de aquecimento, para a obtenção de um único controlador para as duas funções da câmara, adotou-se um modelo de segunda ordem, onde uma das constantes de tempo corresponde à dinâmica do sensor.

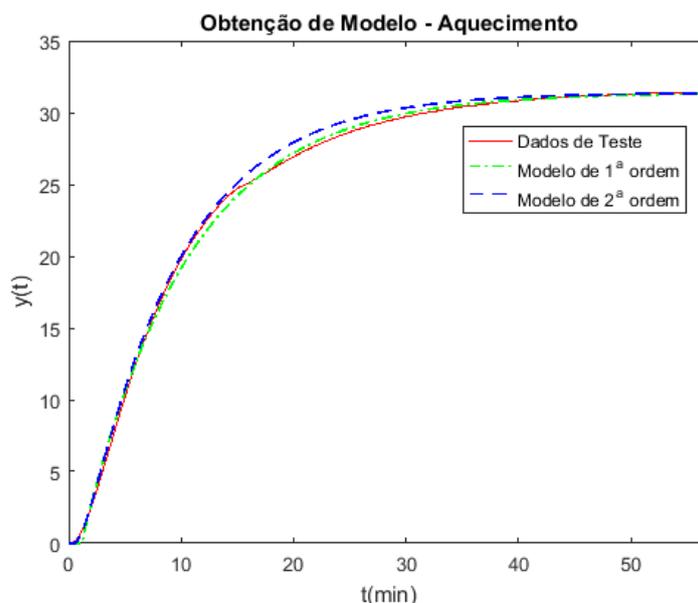


Figura 4.8: Validação dos dados - obtenção de modelo de primeira e segunda ordens para aquecimento da câmara. Modelos obtidos através de um ensaio de resposta ao degrau negativo e pelo método das áreas e método da resposta complementar, respectivamente.

4.3 Implementação da Lei de Controle

Foram feitos testes com três tipos de controladores para a execução deste trabalho: controle realimentado com ação proporcional e integral (PI), controle realimentado com projeto por alocação de polos e, por fim, controle adaptativo com projeto por alocação de polos e implementação indireta. O processo de implementação da lei de controle está, portanto, dividido em três etapas nesta seção. É importante ressaltar que todos os cálculos aqui descritos foram convertidos para a linguagem C, para implementação no Arduino. Os códigos na aplicação final podem ser encontrados no Apêndice I deste trabalho.

4.3.1 Realimentação com Controlador Proporcional Integrador - PI

Antes de partir para a estrutura complexa de um controlador adaptativo, foi testada a possibilidade de se usar um controlador proporcional integrativo (PI), visando fazer com que o erro em estado estacionário fosse nulo para ambas as funções da câmara - aquecimento e resfriamento. Para tanto, utilizou-se o método de síntese direta para propor um controlador para a planta utilizando o modelo preliminar encontrado para a função de resfriamento, cuja dinâmica é mais rápida.

O controlador PI foi obtido pelo método de Síntese Direta [16], conforme descrito a seguir.

Seja G o modelo que representa o sistema e um comportamento desejado representado pela função de transferência G_d , o controlador G_c é dado por:

$$G_c = G^{-1} \frac{G_d}{1 - G_d} \quad (4.5)$$

Uma vez que a função G_d seja de primeira ordem, descrita por:

$$G_d(s) = \frac{K}{\tau s + 1} \quad (4.6)$$

O controlador G_c é dado por

$$G_c(s) = G^{-1} \frac{K}{\tau s} \quad (4.7)$$

assumindo uma estrutura de controlador proporcional integrador. No entanto, para modelos do sistema de ordem maior do que 1 sem zeros, a função G_c é imprópria por ter mais zeros do que polos. Por isso, o projeto do controlador foi feito utilizando a modelagem de primeira ordem, descrita pela equação (4.1).

Assim, definindo-se o comportamento desejado com uma resposta 10% mais rápida e com ganho unitário, G_d pode ser expresso por

$$G_d(s) = \frac{1}{180s + 1} \quad (4.8)$$

E o controlador G_c foi dado por

$$G_c(s) = \frac{194s + 1}{1305s} \quad (4.9)$$

Usando a função $c2d(sys, T_s)$ do Matlab©, o controlador foi discretizado de acordo com o tempo de amostragem de um segundo aplicado na planta e a lei de controle foi dada por

$$u[k] = u[k - 1] - 0,1487e[k] + 0,1479e[k - 1] \quad (4.10)$$

onde $e[k]$ é a diferença no instante k entre a referência e a saída medida no instante $k - 1$, ou o erro do sistema. Para o teste do controlador, foram aplicados degraus iguais para o sistema em modo aquecedor e em modo refrigerador. O resultado é mostrado nas Figuras 4.9 e 4.10.

É possível ver que a simulação do sistema em ambas as funções apresentava sobressinal. Para a função de aquecimento, este era mais significativo do que em função de resfriamento; entretanto, a oscilação apresentada não tinha grande amplitude ou duração, e os dois sistemas apresentavam tempos de acomodação próximos. Pode-se ver ainda que a resposta do sistema em modo de resfriamento teve uma constante de tempo maior do que a esperada, mas não apresentou oscilações e atingiu o valor correto no estado estacionário.

Em função de aquecimento, o sistema também não apresentou erro em estado estacionário em relação à referência. Contudo, apresentou um sobressinal duas vezes maior do que o previsto e acomodou-se cinco minutos depois do que era esperado de acordo com a simulação.

Conclui-se pelos testes feitos que o controlador PI seria capaz de garantir o erro nulo em relação à referência, mas, para a função de aquecimento, o sistema apresentaria um sobressinal de aproximadamente 75%. Por isso, concluiu-se que o controlador PI não seria adequado para a aplicação.

4.3.2 Realimentação com Controlador projetado por Alocação de Polos

O algoritmo de projeto de controlador por alocação de polos proposto por Aström e Wittenmark [2] descrito na seção 3.3 foi usado primeiramente sem a aplicação do método de

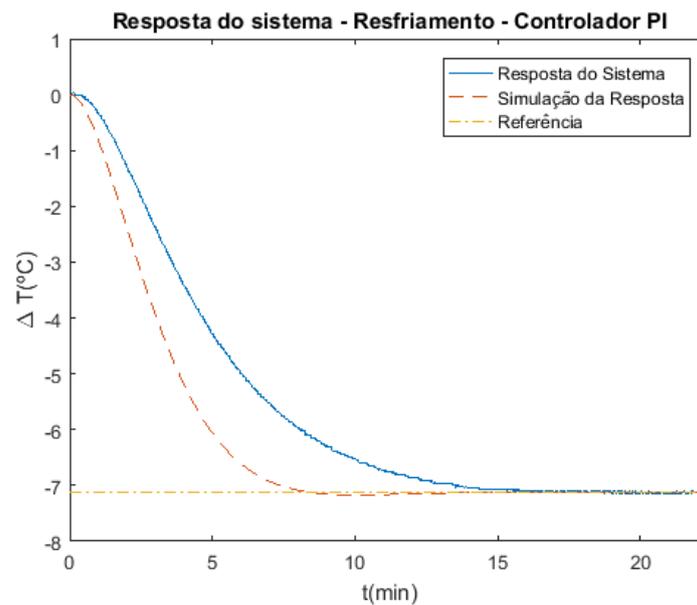


Figura 4.9: Resposta do sistema com controlador PI na função resfriamento.

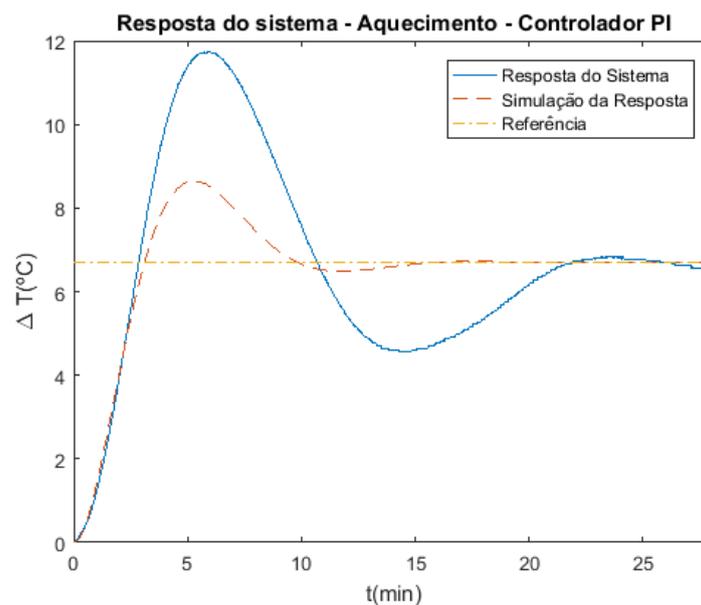


Figura 4.10: Resposta do sistema com controlador PI na função aquecimento.

estimação de parâmetros recursivo. Para tanto, foram utilizados os valores obtidos na seção 4.2 como modelo.

Como o controlador aqui descrito não conta com ação integral, sua dependência do modelo tende a ser maior do que a do controlador PI. Por isso, para a implementação, foi utilizada a função de transferência de segunda ordem do sistema em função de resfriamento.

Assim, no primeiro momento, a função expressa em (4.2) foi discretizada, desta vez com um período $T_s = 6s$, aproximadamente dez vezes menor do que a menor constante de tempo do sistema [2]. O resultado é dado por

$$G(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = z^{-2} \frac{-0,009992z^{-1} - 0,009592z^{-2}}{1 - 1,882z^{-1} + 0,8847z^{-2}} \quad (4.11)$$

Expressando $G(z^{-1})$ através de um modelo ARX como em (3.15), são determinados os coeficientes expressos em (4.12).

$$\begin{aligned} a_1 &= 1,882 & a_2 &= -0,8847 \\ b_1 &= -0,009992 & b_2 &= -0,009592 \end{aligned} \quad (4.12)$$

Fatorando $B(z^{-1})$ em B^+B^- , obtém-se:

$$\begin{aligned} B^+ &= 1 + \frac{b_2z^{-1}}{b_1} \\ B^- &= b_1z^{-3} \end{aligned} \quad (4.13)$$

Para definir o comportamento desejado $G_m(z^{-1})$, seguindo as condições expressas em (3.28), o grau da expressão precisa ser o mesmo de $G(z^{-1})$. Por isso, G_m foi definida tendo a mesma ordem do sistema descrito em (4.2). O comportamento foi definido ainda primeiramente no tempo contínuo para viabilizar a identificação dos parâmetros através de seu significado físico.

$G_m(s)$ foi então definida como uma função de ganho unitário, de forma a garantir o erro nulo com relação à referência em estado estacionário e constante de tempo dominante 30% mais rápida do que a constante de tempo do sistema, de forma a obter um tempo de acomodação $t_{s2\%} \leq 10min$:

$$G_m(s) = \frac{1e^{-12s}}{(66s + 1)(120s + 1)} \quad (4.14)$$

Discretizando a expressão através da função $c2d(sys, T_s)$ do Matlab©, obteve-se

$$G_m(z^{-1}) = \frac{B_m(z^{-1})}{A_m(z^{-1})} = z^{-2} \frac{0,00235z^{-1} + 0,00224z^{-2}}{1 - 1,864z^{-1} + 0,8686z^{-2}} \quad (4.15)$$

de onde os coeficientes do modelo ARX são determinados como

$$\begin{aligned} a_{m1} &= 1,864 & a_{m2} &= -0,8686 \\ b_{m1} &= 0,00235 & b_{m2} &= 0,00224 \end{aligned} \quad (4.16)$$

e B_m é fatorado em $B^-B'_m$, de forma que

$$B'_m = \frac{b_{m1}}{b_1} + \frac{b_{m2}}{b_1}z^{-1}$$

Para a determinação do filtro A_o , de acordo com a restrição (3.30), como os graus de A e B^+ são 2 e 1, respectivamente, tem-se

$$degA_o = degA - degB^+ - 1 = 0$$

Portanto, definiu-se $A_o = 1$. Então, de acordo com as expressões em (3.31), foi encontrada a solução de $AR' + B^-S = A_oA_m$, conforme segue:

$$(1 - a_1z^{-1} - a_2z^{-2})R' + b_1z^{-3}S = 1 - a_{m1}z^{-1} - a_{m2}z^{-2}$$

Definindo $R' = 1 + r'_1z^{-1} + r'_2z^{-2}$ e $S = s_0 + s_1z^{-1}$, os coeficientes r'_1, r'_2, s_0 e s_1 podem ser encontrados por

$$\begin{aligned} -a_1 + r'_1 &= -a_{m1} \\ -a_2 - a_1r'_1 + r'_2 &= -a_{m2} \\ -a_2r'_1 - a_1r'_2 + b_1s_0 &= 0 \\ -a_2r'_2 + b_1s_1 &= 0 \end{aligned}$$

e, portanto,

$$\begin{aligned} r'_1 &= a_1 - a_{m1} \\ r'_2 &= a_2 + a_1r'_1 - a_{m2} \\ s_0 &= \frac{a_2r'_1 + a_1r'_2}{b_1} \\ s_1 &= \frac{a_2r'_2}{b_1} \end{aligned} \quad (4.17)$$

Fazendo $R = R'B^+$,

$$R = (1 + r'_1z^{-1} + r'_2z^{-2})\left(1 + \frac{b_2z^{-1}}{b_1}\right)$$

$$\begin{aligned} r_1 &= \frac{b_2}{b_1} + r'_1 \\ r_2 &= r'_1\frac{b_2}{b_1} + r'_2 \\ r_3 &= r'_2\frac{b_2}{b_1} \end{aligned} \quad (4.18)$$

Por fim, fazendo $T = A_oB'_m$,

$$\begin{aligned} T &= \frac{b_{m1}}{b_1} + \frac{b_{m2}}{b_2}z^{-1} \\ t_0 &= \frac{b_{m1}}{b_1} \\ t_1 &= \frac{b_{m2}}{b_1} \end{aligned} \quad (4.19)$$

Assim, a partir da lei de controle expressa por (3.24) e das expressões em (4.16) - (4.19), a ação de controle é dada por

$$u[k] = -r_1u[k-1] - r_2u[k-2] - r_3u[k-3] + t_0u_c[k] + t_1u_c[k-1] - s_0y[k] - s_1y[k-1] \quad (4.20)$$

ou

$$\begin{aligned} u[k] &= -0,9779u[k-1] - 0,03505u[k-2] - 0,01706u[k-3] \\ &\quad - 0,2356u_c[k] - 0,2247u_c[k-1] + 1,7543y[k] - 1,5739y[k-1] \end{aligned} \quad (4.21)$$

Os resultados do teste de aplicação de (4.21) no sistema são mostrados nas Figuras 4.11 e 4.12.

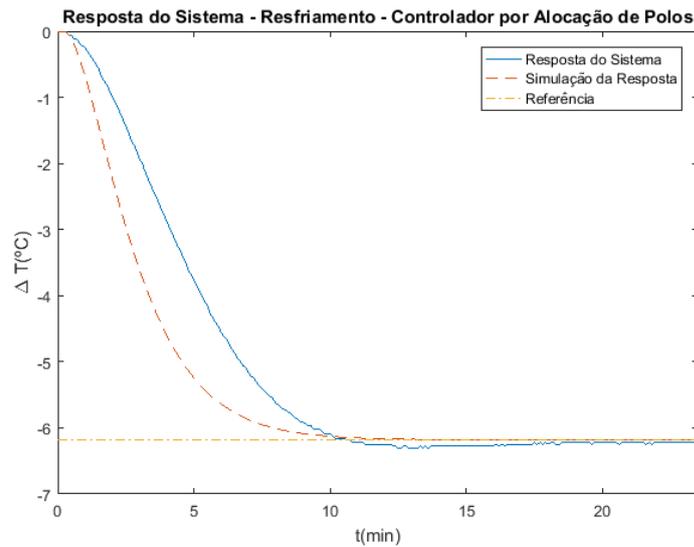


Figura 4.11: Resposta do sistema com controlador projetado por alocação de polos na função de resfriamento.

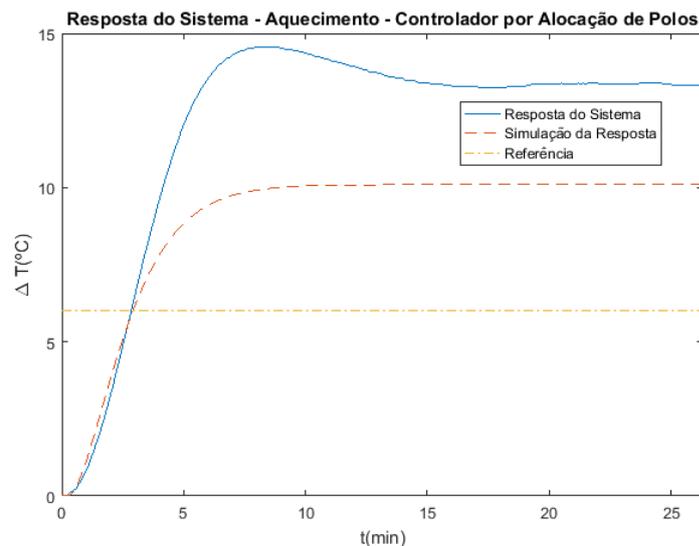


Figura 4.12: Resposta do sistema com controlador projetado por alocação de polos na função de aquecimento.

É possível ver que, para a função de resfriamento, o sistema se aproxima do resultado esperado, apresentando, apesar disso, uma constante de tempo um pouco maior e um pequeno sobressinal. Para a função de aquecimento, entretanto, o comportamento foge muito do esperado e não consegue encontrar a referência, além de apresentar um sobressinal maior do que em função de resfriamento.

Por isso, conclui-se que o controlador projetado por alocação de polos num sistema realimentado tradicional não é adequado para a aplicação.

É possível ver que os parâmetros utilizados para o cálculo da lei de controle para a função de aquecimento não estavam ajustados, e como o método é bastante dependente da qualidade

da modelagem, este tipo de controle não funciona para as duas funções. Contudo, pode-se supor a partir disso que um mecanismo de ajuste de parâmetros, conforme proposto pelo controle adaptativo descrito na seção 3.3, pode corrigir este problema e oferecer um desempenho satisfatório para ambas as funções do sistema.

4.3.3 Controlador Adaptativo

O controlador adaptativo foi implementado, conforme descrito na seção 3.3, como um regulador auto-sintonizável (STR) implementado em arquitetura indireta, com estimação contínua de parâmetros. Desta forma, os parâmetros do sistema seriam atualizados a cada período de amostragem e, a partir deles, a ação de controle seria calculada usando o projeto por alocação de polos, descrito na seção 4.3.2.

O método de estimação de parâmetros utilizado é o Mínimos Quadrados recursivo, conforme descrito na seção 3.2.3 e na equação (3.22).

Para inicialização do método, foram adotados os seguintes procedimentos:

- Inicialização do vetor $\hat{\theta}$ com parâmetros aproximados;
- Inicialização da matriz de covariância P com valores suficientemente grandes;
- Utilização de valores aleatórios nas primeiras 10 aplicações do sinal de controle.

Para a inicialização do vetor $\hat{\theta}$, utilizou-se os dados obtidos dos ensaios de resposta ao degrau e o método não recursivo de Mínimos Quadrados - equação (3.20) - para obter parâmetros aproximados do sistema.

Os parâmetros iniciais obtidos para a função de resfriamento foram:

$$\hat{\theta}(0) = \{1, 1641; -0, 1783; 0; -0.1090\} \quad (4.22)$$

onde o vetor $\hat{\theta}$ é tal como pode ser visto em (3.18). A comparação dos dados de teste com a simulação obtida a partir dos parâmetros obtidos pode ser vista na Figura 4.13.

É possível observar que os parâmetros encontrados em (4.22) diferem significativamente dos parâmetros obtidos através da discretização do modelo de tempo contínuo em (4.12), o que é espelhado no resultado apresentado na Figura 4.13. Nela, percebe-se que o modelo obtido tem tanto a constante de tempo quanto o ganho estático maior do que real. Pode-se supor que a baixa qualidade da estimativa seja devido à falta de persistência de excitação do sinal de entrada utilizado para a estimativa: um degrau.

Foi necessário, na implantação do código para o Arduino, fazer uma correção no valor de b_1 , apresentado como nulo, já que vários dos parâmetros do controlador por alocação de polos são calculados usando este valor como denominador. O valor utilizado é $b_1 = -0,3514$, obtido em uma estimativa usando dados de outros ensaios. Para que a estimativa inicial dos parâmetros tivesse pouca influência na estimação destes, já que os valores obtidos fugiam bastante daqueles considerados reais, a matriz de covariância P é inicializada como $P = I(4) \times 10^5$, valor considerado suficientemente grande para tal efeito.

Na implementação final, as dez primeiras amostras da resposta do sistema são obtidas através de sinais aleatórios de controle para garantir uma persistência de excitação suficiente para uma boa qualidade de estimativa. A partir da décima amostra, os valores calculados pelo

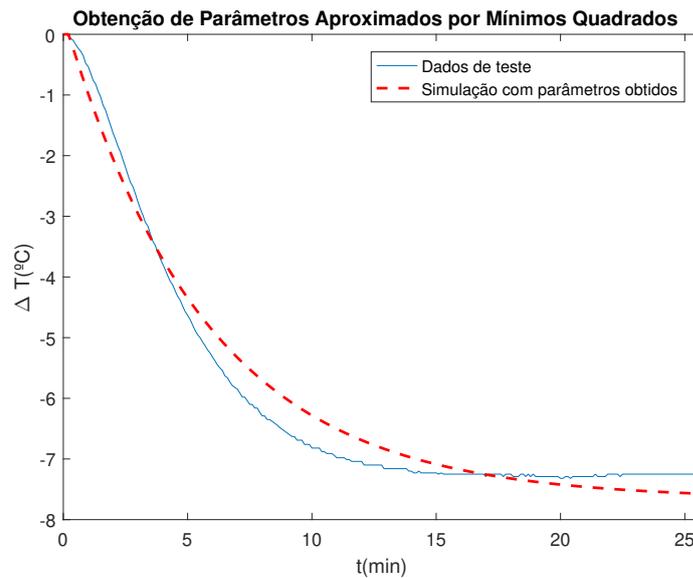


Figura 4.13: Comparação entre a resposta do sistema e a simulação feita através dos parâmetros obtidos pelo método dos Mínimos Quadrados.

algoritmo recursivo de mínimos quadrados já são utilizados para calcular o sinal de controle aplicado, adaptando-se assim às não-linearidades do sistema e às mudanças de referencial.

Ainda visando garantir a persistência de excitação do sinal de entrada, é acrescentado ao sinal de controle um ruído branco com variância de 5% do valor máximo da entrada.

A estrutura utilizada na implementação do método no Arduino está descrita a seguir:

Faça:

Leitura do valor da saída;

Atualização dos parâmetros do sistema e do controlador através do projeto por alocação de polos;

Cálculo da ação de controle (equação (4.20));

Cálculo recursivo dos novos parâmetros do sistema (equação (3.22));

Aplicação da ação de controle;

Fim.

As ações descritas são executadas a cada período de amostragem. Como a lei de controle é calculada usando os parâmetros obtidos na estimação, a qualidade do controle está intimamente ligada com a qualidade da estimação. O contrário, entretanto, pode não ser verdadeiro, já que apenas os sinais de entrada e saída são usados para as estimativas.

Além dos parâmetros inicializados conforme descrito no início desta seção, também foi utilizado um fato de esquecimento $\lambda = 0.999$ para possibilitar que o sistema identificasse novas regiões de operação uma vez que já estivesse em funcionamento.

Uma outra adaptação necessária foi a correção dos valores de b_1 e b_2 para cada estimação. Como os valores são muito próximos de zero, o processador da placa Arduino não tinha precisão numérica para calculá-los, o que estava gerando saturação e grandes oscilações no

signal de controle. Por causa disso, o vetor de regressores ϕ foi implementado conforme (4.23):

$$\phi^T = [y(k-1) \quad y(k-2) \quad 2 \cdot u(k-1) \quad 2 \cdot u(k-2)] \quad (4.23)$$

Depois do cálculo do vetor $\hat{\theta}$, os parâmetros b_1 e b_2 são atualizados como:

$$b_1 = \frac{\hat{\theta}(3)}{2} \quad b_2 = \frac{\hat{\theta}(4)}{2} \quad (4.24)$$

Devido a um acidente, não foi possível concluir os ajustes do controlador adaptativo a partir dos primeiros testes feitos. Durante um dos testes, o circuito hidráulico responsável por dissipar o calor gerados pelos módulos Peltier estava desligado quando os módulos foram postos em funcionamento, causando uma sobrecarga de calor e a consequente queima dos módulos. Por isso, serão expostos aqui os últimos testes feitos com o algoritmo, que não representam a versão final do controlador adequado a ser aplicado na planta.

O resultado da aplicação deste algoritmo ao sistema na função de resfriamento pode ser visto nas Figuras 4.14 e 4.15.

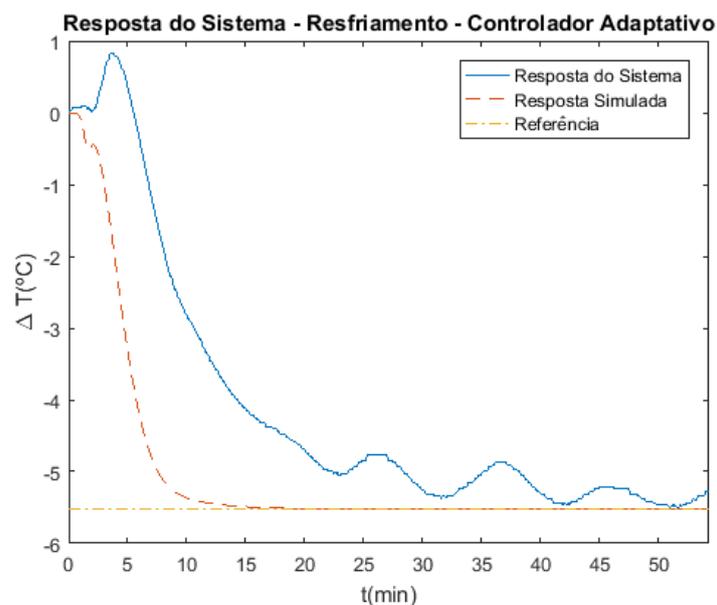


Figura 4.14: Resposta do sistema com controlador adaptativo para a função de resfriamento.

Nas Figuras 4.16 e 4.17, são mostrados os resultados da aplicação para a função de aquecimento.

É possível ver, na Figura 4.15 que a simulação da estimativa dos parâmetros a_1 e a_2 converge para os valores esperados em torno de 2,5 minutos depois do início do teste, enquanto a resposta da estimação dos parâmetros converge apenas aproximadamente em 5 minutos. Enquanto isso, b_1 e b_2 simulados convergem no primeiro minuto de teste, enquanto a estimativa real converge em torno dos 4 minutos. Isto é refletido na resposta do sistema, que demora cerca de 2,5 minutos para sair de seu estado inicial e ainda apresenta um "sobsinal" (do inglês, *undershoot*) de 14%.

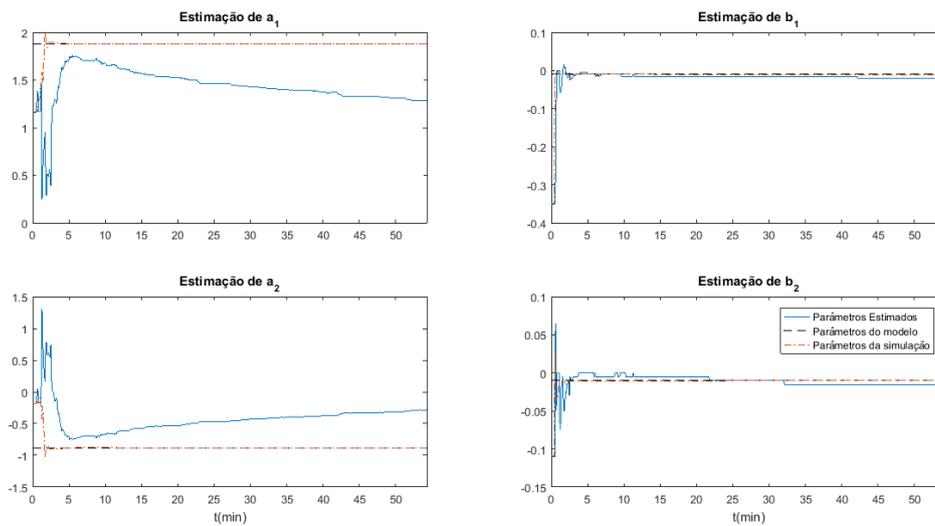


Figura 4.15: Resposta do mecanismo de estimação de parâmetros do sistema para a função de resfriamento.

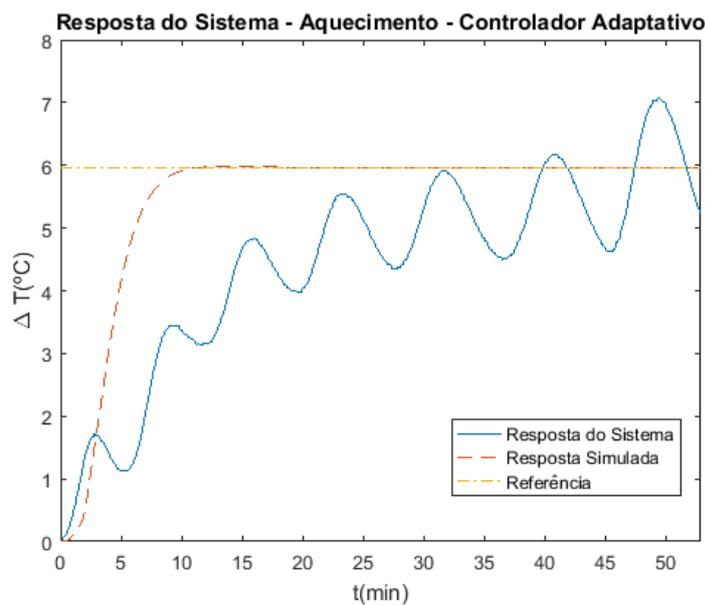


Figura 4.16: Resposta do sistema com controlador adaptativo para a função de aquecimento.

Estes fatores podem explicar a razão pela qual a resposta simulada do sistema apresenta a curva de resfriamento vários minutos antes da resposta do sistema real. Entretanto, quanto às oscilações presentes na resposta, pode-se supor que a constante de tempo proposta no comportamento desejado, expresso pela equação (4.14), seja muito distante da constante de tempo real do sistema, por isso, tenha resultado em um ganho muito alto para o controlador. O mesmo pode ser dito sobre o comportamento do sistema na função de aquecimento, que apresenta uma resposta bastante oscilatória característica de sistemas de ordem igual ou maior que 3.

Os dados coletados da resposta na função de aquecimento não permitem que se con-

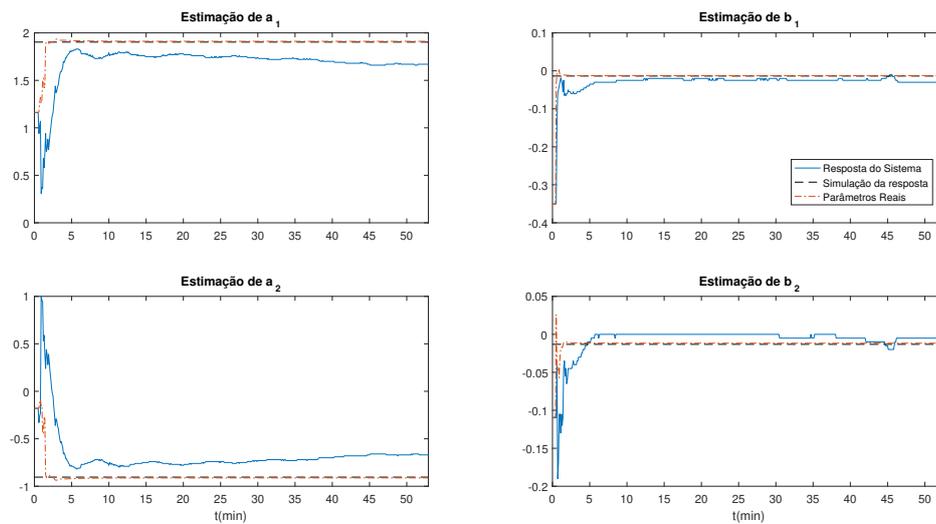


Figura 4.17: Resposta do mecanismo de estimação de parâmetros do sistema para a função de aquecimento.

clua se o sistema continuaria estável, convergindo eventualmente para o valor da referência. Entretanto, supondo que o sistema seja de terceira ordem, pode-se dizer que há dois polos complexos conjugados, responsáveis pela oscilação, e que a resposta referente ao terceiro polo converge para o valor da referência. Portanto, é razoável supor que um controlador com ganho menor do que o aplicado no teste aqui descrito poderia levar o sistema a uma região confortável de operação. Desta forma, o sistema com este controlador de ganho menor poderia apresentar uma resposta sem oscilações ou uma em que o efeito delas fosse aceitável.

As demais discussões pertinentes a esta seção e aos resultados aqui apresentados serão propostas no capítulo 5.

Capítulo 5

Discussão e Resultados

Como o presente trabalho apresentou dois objetivos, esta seção é dividida em duas partes: Eficiência Energética e Controlador Adaptativo.

5.1 Eficiência Energética do Protótipo

Na seção 2.1.1, foi apresentada na equação (2.1) uma modelagem bastante esclarecedora da quantidade de energia Q_c transformada pelo módulo Peltier em calor. Entretanto, fica inviável neste trabalho analisar o desempenho dos módulos utilizados por esta equação, já que o coeficiente de Seebeck $\bar{\alpha}$ depende de parâmetros construtivos a que não se teve acesso.

Por isso, a modelagem aqui adotada segue uma abordagem mais simples, baseada na transferência de calor entre o módulo e a caixa. Pela lei da conservação de energia, pode-se dizer que:

$$C \frac{dT}{dt} = \dot{Q} + \frac{T_a - T}{R} \quad (5.1)$$

onde C é a capacidade térmica da câmara, T é a temperatura interna a ela, \dot{Q} é a potência gerada pelo módulo, T_a é a temperatura ambiente fora da câmara e R , a resistividade térmica da caixa. Sendo assim, está expresso em (5.1) que a quantidade de calor absorvida ou retirada da caixa, expressa em termos de $C \cdot \Delta T$, é igual à quantidade de calor gerada pelos módulos mais o calor que se perde para o ambiente através das paredes da câmara.

Aplicando a transformada de Laplace e fazendo algumas manipulações, tem-se que:

$$T(s) = \frac{R}{RCs + 1} \dot{Q}(s) + \frac{1}{RCs + 1} T_a(s) \quad (5.2)$$

Em (5.2), é expressa a função de transferência entre $\dot{Q}(s)$ e $T(s)$, acrescido a perturbação causada pela temperatura externa $T_a(s)$. Sendo o coeficiente de desempenho dos módulos a razão entre quantidade de energia transformada em calor a partir da potência aplicada nos módulos Peltier e a própria potência (equação (2.3)), pode-se dizer que o COP é dado pelo ganho da primeira parcela do lado direito na equação (5.2).

Considerando que a modelagem feita na seção 4.2 emprega como entrada o valor do sinal PWM que controla o acionamento dos módulos em vez da potência aplicada a eles, é razoável supor que o ganho dessa função em relação à apresentada em (5.2) esteja desajustado. Apesar disso, também é razoável supor que a dinâmica de primeira ordem esteja retratada

com parâmetros corretos. Referenciando o modelo descrito em (4.2) e ressaltando que a dinâmica mais rápida corresponde à resposta do sensor de temperatura, pode-se dizer que a função de transferência do sinal PWM para a temperatura da câmara é dada por (5.3):

$$T(s) = \frac{-7,25}{190s + 1}U(s) \quad (5.3)$$

Se o sinal $T(s)$ expresso em (5.2) e (5.3) é o mesmo, expostas as condições supracitadas, é correto dizer que:

$$\frac{R}{RCs + 1}\dot{Q}(s) = \frac{-7,25}{190s + 1}U(s) \quad (5.4)$$

e, portanto:

$$\begin{aligned} RC &= 190 \\ COP &= \frac{-7,25}{R} \end{aligned} \quad (5.5)$$

Para o cálculo da capacidade térmica da câmara, pode-se escrever:

$$C = c \cdot \rho \cdot V \quad (5.6)$$

onde, desconsiderando o efeito das paredes da câmara, c é o calor específico do ar, ρ é a densidade do ar às condições normais de temperatura e pressão e V , o volume interno da caixa.

Assim sendo, com $c = 10^3 J/Kg^\circ C$, $\rho = 1,2 Kg/m^3$ e $V = 12,4 \cdot 10^{-3} m^3$, tem-se:

$$C = 16,15 J/^\circ C$$

Assim, a partir de (5.5),

$$R = 11,17 s \cdot m^\circ C/J \quad (5.7)$$

$$COP = 0,65 \quad (5.8)$$

Levando em conta que, conforme citado na seção 2.1.1, o coeficiente de desempenho de refrigeradores termoelétricos portáteis já testados é inferior a 0,5, pode-se dizer que a estratégia aplicada de adicionar um circuito hidráulico ao sistema de refrigeração teve resultado positivo, aumentando este valor em cerca de 30% em malha aberta.

5.2 Controlador Adaptativo

O controlador adaptativo com projeto por alocação de polos proposto neste trabalho tinha como especificações um tempo de acomodação $t_{2\%} \leq 10 min$ tanto para resfriamento quanto para aquecimento. Desta forma, seria possível atingir o objetivo de controle fino de temperatura da câmara em um intervalo de tempo razoável.

O controlador foi testado primeiramente sem a estimação de parâmetros, utilizando os parâmetros determinados pela discretização da modelagem em tempo contínuo da planta. Na

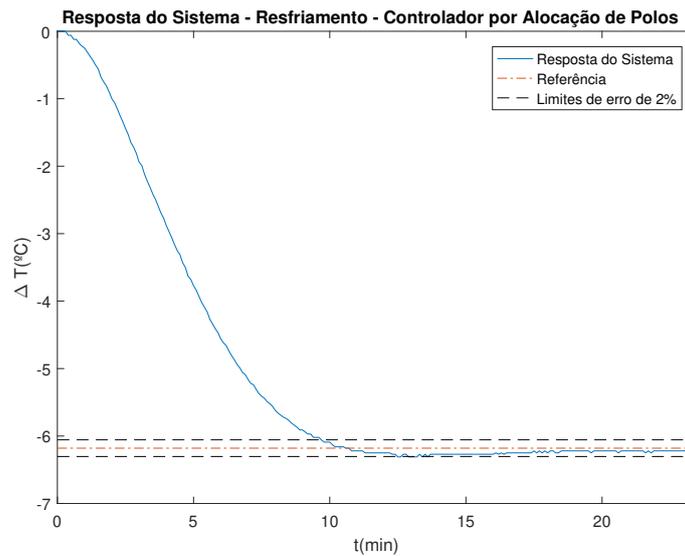


Figura 5.1: Resposta do sistema com controlador projetado por alocação de polos em função de resfriamento: detalhe do tempo de acomodação de 2%.

Figura 5.1, foram destacados os limites de erro de 2% em relação à referência, e é possível ver que a resposta do sistema em função de resfriamento cumpre o requisito.

No entanto, conforme foi visto na seção 4.3.2, a resposta do sistema em função de aquecimento não converge para o valor da referência. Supõe-se então, que o estimador de parâmetros poderia mitigar o problema, corrigindo os valores do modelo e calculando corretamente a ação de controle.

Após a implementação da estimação recursiva de parâmetros para o cálculo da ação de controle, obtiveram-se os resultados mostrados na seção 4.3.3. Em função de resfriamento, o sistema levou mais tempo do que a simulação para encontrar os parâmetros e, em decorrência disso, apresentou a curva de resfriamento alguns minutos mais tarde do que a simulação. Apesar disso, a resposta convergiu para o valor de referência, tendo apresentado algumas oscilações. Já na função de aquecimento, apesar de parecer convergir para o valor de referência, o sistema apresentou muitas oscilações, não permitindo concluir, inclusive, se o sistema continuava estável ou não a partir dos últimos dados coletados durante o teste.

Seria correto dizer, conforme análise na seção 4.3.3, que pelo menos um dos polos presentes no sistema em função de aquecimento com controlador adaptativo apresenta um comportamento que tende assintoticamente para o valor da referência. Utilizando os parâmetros estimados no último instante de simulação, foram calculadas as raízes da função de transferência deste sistema, mostradas na Figura 5.2.

Na Figura 5.2, é possível ver quatro polos. Porém, o que chama a atenção é a presença de um zero fora do raio unitário e de um polo integrador. Percebe-se, pelo lugar das raízes traçado, que qualquer ganho maior do que zero aplicado a este sistema causaria instabilidade, e é provavelmente o que acontece com a entrada em degrau aplicada durante o teste.

Para os parâmetros obtidos da modelagem preliminar, calculados a partir da discretização da função em (4.4), não há nenhum elemento fora do círculo unitário. Embora um dos polos esteja próximo da posição de integrador, seu comportamento ainda é assintoticamente estável. A localização das raízes no plano complexo pode ser vista na Figura 5.3.

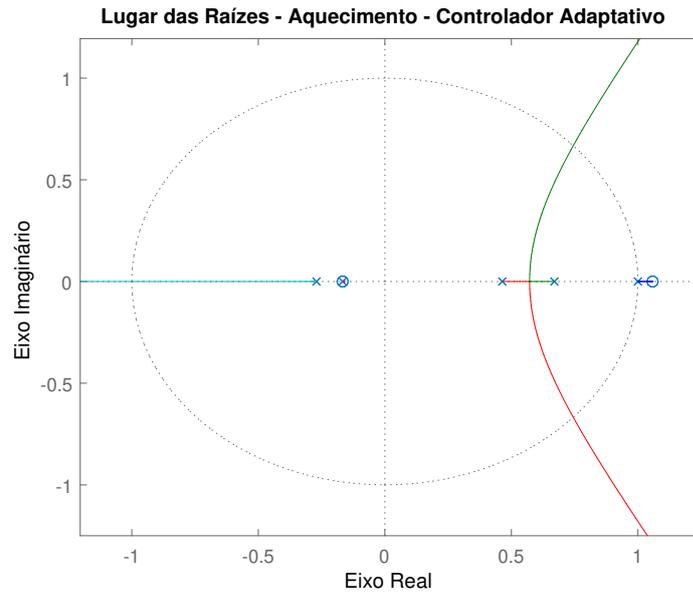


Figura 5.2: Lugar das raízes do sistema em modo aquecimento com controlador adaptativo.

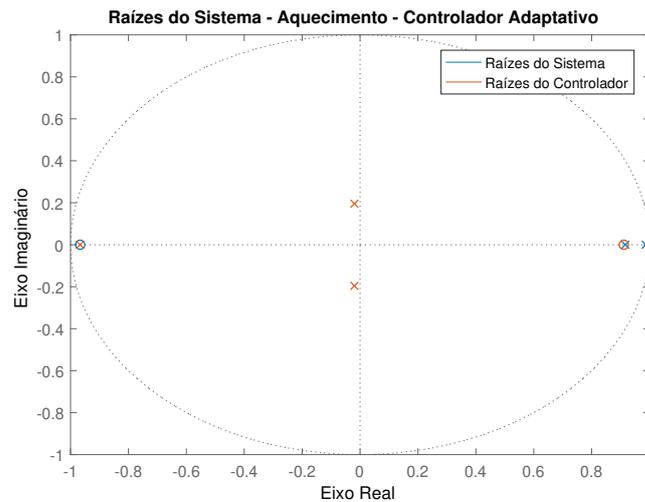


Figura 5.3: Localização das raízes do sistema modelado com controlador adaptativo em função de aquecimento.

Tomando os parâmetros estimados como verdadeiros, uma característica do sistema que fica evidente a partir desta análise é o efeito da não-linearidade presente no funcionamento do atuador. Pode-se supor que, além de levar a funções de transferência diferentes para aquecimento e resfriamento, a interferência do valor da corrente e da energia dissipada pelo efeito Joule seja responsável pela visível evolução dos parâmetros ao longo do teste.

Pode-se dizer que a não-linearidade é um fator que corrobora para a necessidade de um controlador adaptativo. Entretanto, os efeitos aqui descritos evidenciam que, apesar de ter funcionado sem a estimação de parâmetros, o algoritmo utilizado de alocação de polos não é

a melhor estratégia adaptativa para se usar neste caso. Isto porque, além de ser uma técnica desenvolvida para sistemas lineares, a lei de controle aplicada não garante que os parâmetros estimados para a planta satisfazem as condições de estabilização e controlabilidade para todos os instantes [13]. Desta forma, uma alternativa a ser considerada seria optar por uma estratégia de controle própria para sistemas não-lineares.

Por outro lado, pode-se supor que, embora os parâmetros sejam lineares nas condições de operação em que foram estudados, o mecanismo de estimação de parâmetros não convergiu para os valores corretos. Pode-se atribuir o erro de estimação a uma possível falta de persistência de excitação do sinal de entrada, ou mesmo à alguma correlação do ruído gerado para garantir a persistência, uma vez que este sinal é pseudoaleatório, e não verdadeiramente aleatório. Pode-se supor ainda, especialmente no caso da função de aquecimento, que o vetor de regressores tivesse um termo linearmente dependente de outros dois. Isto porque, de acordo com a modelagem do sistema, as respostas de primeira e segunda ordem eram próximas. Desta forma, o vetor com quatro termos poderia ter efeitos de superdimensionamento, dificultando a obtenção dos valores estimados.

Neste caso, o ideal seria partir para uma estratégia que não utilizasse o princípio de equivalência da certeza. Assim, o foco passaria a ser garantir a estabilidade do sistema e o desempenho do controlador, e não a estimação correta de parâmetros. Uma alternativa que pode ser citada neste âmbito é o projeto através da abordagem de análise de estabilidade de Lyapunov [13]. Este utiliza o critério de estabilidade de Lyapunov para estimar os parâmetros do sistema e encontrar uma lei de controle adequada, garantindo assim tanto estabilidade quanto desempenho.

Capítulo 6

Conclusão

O presente trabalho teve como objetivo o estudo da aplicação de controle adaptativo a um protótipo de refrigerador termoelétrico, possibilitando um controle fino de temperatura. Além deste, também a construção e instrumentação do protótipo, estudando o coeficiente de desempenho do sistema de resfriamento a partir do funcionamento com o circuito hidráulico de dissipação de calor.

O protótipo foi construído com sucesso, tendo sido usado satisfatoriamente para a conclusão de todos os testes propostos. Os módulos Peltier utilizados, TEC1-12715, foram posicionados um em cada dissipador na face posterior da caixa, trocando calor com o lado interno pelos dissipadores e com o circuito hidráulico pelos blocos de água. O projeto inicial contava com a utilização de oito módulos ao todo, sendo quatro posicionados em cada dissipador. Entretanto, após realizados alguns testes, percebeu-se que o circuito hidráulico não era capaz de dissipar o calor gerado pelas oito células, comprometendo a temperatura do lado frio dos módulos e, conseqüentemente, a função de resfriamento da câmara. A partir daí, foram feitos testes reduzindo gradualmente o número de módulos até que o resultado com dois destes foi satisfatório.

Ainda sobre o protótipo, é importante citar que ficou evidente a necessidade de dissipadores de calor suficientemente acoplados ao módulo para o correto funcionamento destes. Conforme afirma [5], os módulos não absorvem calor, e por isso, necessitam de dissipadores. Uma das principais dificuldades na construção da câmara, por causa disso, foi a fixação dos módulos entre os dissipadores na face da caixa e os blocos de água. Esta deveria ser feita de forma a não haver vazamento de calor para o ambiente e existir contato suficiente entre os módulos e dissipadores para otimizar a transferência de energia. Por isso, a solução de construir o suporte em isopor, que é isolante térmico e garantiu a redução de interferência externa, foi bem recebida e apresentou bons resultados.

Por fim, o coeficiente de desempenho do protótipo para a função de resfriamento foi calculada através da modelagem física de transferência de calor. A partir dela, pode ser verificado um $COP = 0,65$, cerca de 30% melhor do que o apresentado por outros refrigeradores analisados na literatura. Isto indica que a intenção de melhora da eficiência energética através do circuito hidráulico foi atingida.

Já para a implementação do controle adaptativo, a maior dificuldade encontrada foi colocar a estimação recursiva de parâmetros em funcionamento e de modo eficaz. Conforme mencionado no texto, foram obtidos alguns modelos diferentes para a planta ao longo do projeto, o que dificultou a determinação de uma estrutura o mais próximo possível da reali-

dade para garantir o desempenho das estimativas e, conseqüentemente, do controlador. Em especial, pode-se citar a identificação do valor da constante de atraso puro de tempo, que não era um dos parâmetros a serem estimados e tinha grande influência na estimação dos outros. Esta, portanto, deveria ser o mais exata possível.

Os resultados obtidos para os testes do controlador não se apresentaram conforme esperado, mas pode-se dizer que, como estudo, levantaram dados experimentais e discussões interessantes. Pode-se concluir, a partir das análises feitas, que o regulador auto-sintonizável não é uma boa alternativa para esta aplicação. Isto porque não garante a estabilidade do sistema e é baseado em funções cujos parâmetros são desconhecidos, mas constantes, o que difere da planta estudada. Ainda, pode-se dizer que métodos que utilizam o princípio de equivalência da certeza não são indicados para sistemas que contenham não-linearidades muito próximas ao ponto de operação, pois isto pode acarretar em dificuldades de estimação dos parâmetros e, conseqüentemente, mau funcionamento do algoritmo de controle.

Por fim, pode-se concluir que os resultados obtidos foram positivos, trazendo contribuições para a comunidade científica, tanto no âmbito da eficiência energética dos módulos Peltier quanto das alternativas de controle que podem ser usadas. Ficam como sugestões para trabalhos futuros o estudo da eficiência energética da câmara em malha fechada e o estudo da aplicação de outros algoritmos de controle adaptativo, como o método baseado na análise de estabilidade de Lyapunov.

Referências Bibliográficas

- [1] Luis Antonio Aguirre. *Introdução à identificação de sistemas: técnicas lineares e não-lineares aplicadas a sistemas reais.*, volume 3. ed. rev. e ampl. Belo Horizonte: Editoria UFMG, 2007.
- [2] Karl J. Aström and Björn Wittenmark. *Adaptive Control*, volume Second Edition. Addison-Wesley Publishing Company, Inc., 1995. Lund Institute of Technology.
- [3] G. Casano and S. Piva. Experimental investigation of a peltier cells cooling system for a switch-mode power supply. 2017. <http://dx.doi.org/10.1016/j.microrel.2017.05.042>.
- [4] Y.J. Dai, R.Z. Wang, and L. Ni. Experimental investigation on a thermoelectric refrigerator driven by solar cells. 2003.
- [5] Danvic Equipamentos. Introdução ao efeito peltier. Disponível em: <http://www.peltier.com.br/>. Acesso em 07 de novembro de 2019.
- [6] Don Carlyle Gauger. Alternative technologies for refrigeration and air conditioning applications, 1993. <https://doi.org/10.31274/rtd-180813-10033>.
- [7] Richard J. Goldstein. *Peltier Effect*. Thermopedia, Begell House, 2011. DOI: 10.1615/A-toZ.p.peltier_effect.
- [8] Christian J.L. Hermes and Jader R. Barbosa Jr. Thermodynamic comparison of peltier, stirling, and vapor compression portable coolers. 2012. DOI: 10.1016/j.apenergy.2011.08.043.
- [9] Naira Hovakimyan and Chengyu Cao. *Adaptive Control Theory: guaranteed robustness with fast adaptation*. Society for Industrial and Applied Mathematics, 2010.
- [10] Hsiang-Sheng Huang, Ying-Che Weng, Yu-Wei Chang, Sih-Li Chen, and Ming-Tsun Ke. Thermoelectric water-cooling device applied to electronic equipment. 2010. DOI: 10.1016/j.icheatmasstransfer.2009.08.012.
- [11] Elia Ibáñez-Puy, César Martín-Gómez, Javier Bermejo-Busto, and Amaia Zuazua-Ros. Thermal and energy performance assessment of a thermoelectric heat pump integrated in an adiabatic box. 2018. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2018.06.097>.
- [12] Maxim Integrated. Ds18b20. 2019. Disponível em <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/DS18B20.pdf> Acesso em 08 de novembro de 2019.
- [13] Petros A. Ioannou and Jing Sun. *Robust Adaptive Control*. Dover Publications Inc., 1996. Mineola, New York.
- [14] Fábio Gonçalves Jota. *Notas de Aula: Controle Adaptativo e Robusto*. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG), 2004.

- [15] Fábio Gonçalves Jota. *Notas de Aula: Introdução ao Controle Adaptativo*. Departamento de Engenharia Eletrônica - Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG), 2006.
- [16] Guilherme Vianna Raffo. *Notas de Aula: Técnicas de Controle de Processos Industriais*. Departamento de Engenharia Eletrônica - Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG), 2019.
- [17] Handson Technology. Bts7960 high current 43a h-bridge motor driver - user guide. Disponível em <<http://www.handsontec.com/dataspecs/module/BTS7960>> Acesso em 12 de julho de 2019.
- [18] Bruno Otávio Teixeira. *Revisão de Métodos de Estimação de Parâmetros de Sistemas Dinâmico Lineares de Primeira e Segunda Ordens*. Departamento de Engenharia Eletrônica - Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG), 2009.
- [19] Dongliang Zhao and Gang Tan. A review of thermoelectric cooling: Materials, modeling and applications. 2014. <http://dx.doi.org/10.1016/j.applthermaleng.2014.01.074>.

Apêndice I - Código Arduino

(versão final)

```
1 #include <OneWire.h>
2 #include <SPI.h>
3 #include <Wire.h>
4 #include <DueTimer.h>
5
6 double setpoint = 23.00;
7
8 // ds8S20 Temperature chip i/o
9 OneWire ds(24); // on pin 24
10 const int num_sensor = 5;
11 byte data[12];
12 byte addr[num_sensor][8];
13 int HighByte;
14 int LowByte;
15 int TReading;
16 int SignBit;
17 int TC_100;
18 double TC[num_sensor];
19 int i;
20
21 bool flag = false;
22 int myLed = 13;
23 bool ledOn = true;
24
25 double boxtemp; //media das temperaturas dos sensores 3 e 4;
26 double y; //saida: boxtemp - temperatura inicial;
27 double y_prev=0; //saida no instante anterior;
28 double u = 0; //sinal de controle calculado
29 double u_prev = 0; //sinal de controle do instante anterior
30 double y_2prev = 0; double u_2prev = 0; //sinais de saida e controle dois instantes atras
31 double u_3prev = 0, u_4prev=0; //sinais de controle tres e quatro instantes atras
32 int u_apply; //sinal de controle aplicado
33 double u_c = 0;
34 double u_c_prev = 0;
35 double b0; double b1; //parametros estimados da planta
36 double a1; double a2;
37 double bm0 = 0.001685827464789; //parametros do comportamento desejado
38 double bml = 0.001614172535211;
39 double am1 = 1.874;
40 double am2 = -0.8773;
41 double s0; double s1; //parametros do controlador
42 double r1, r2, R1, R2, R3;
43 double t0; double t1;
44 double P[16]; double TH[4] = {1.1641, -0.1783, -0.7028, -0.2180}; //Estimacao de Parametros
45 double PHI[4] = {0,0,0,0}; double PHI_prev[4] = {0,0,0,0}; //Estimacao de Parametros
46 double K[4];
47 double b_PHI_prev[4]; //Variaveis auxiliares
48 double b_y;
49 double d0;
50 int i0;
51 double d1;
52 double b_K[16];
53 double b_P[16];
54 int i1;
55 double lambda = 0.999; //fator de esquecimento
56
57 int cont = 0;
58 double y_0; //temperatura inicial;
59
60 int RPWM_Output = 5; // Arduino PWM output pin 5; connect to IBT-2 pin 1 (RPWM)
61 int LPWM_Output = 6; // Arduino PWM output pin 6; connect to IBT-2 pin 2 (LPWM)
62
63 void temperaturesensor() {
64 //Colhe os dados dos sensores
65 for (i=0;i<num_sensor;i++){
66 ds.reset();
67 ds.select(addr[i]);
68 ds.write(0xBE); // Le o Scratchpad
69
70 for (int j = 0; j < 9; j++) { // Precisamos de 9 bytes
71 data[j] = ds.read();
72 }
73
74 LowByte = data[0];
75 HighByte = data[1];
76
77 TReading = (HighByte << 8) + LowByte;
78 SignBit = TReading & 0x8000; // Testa o bit mais significativo para o sinal
```

```

79
80     if (SignBit) // negative
81     {
82         TReading = (TReading ^ 0xffff) + 1; // complemento de 2
83         TC_100 = (6 * TReading) + TReading / 4; // multiplica por (100 * 0.0625) or 6.25
84         TC[i] = -TC_100/100.0;
85     }
86     else {
87         TC_100 = (6 * TReading) + TReading / 4; // multiplica por (100 * 0.0625) or 6.25
88         TC[i] = TC_100/100.0;
89     }
90     Serial.print(TC[i]);
91     Serial.print(",");
92
93 }
94
95 // Manda os sensores fazerem a leitura e a conversao AD
96 // Faz o reset da linha; da um skip ROM e start conversion
97 ds.reset();
98 ds.skip();
99 ds.write(0x44,0);
100 ledOn = !ledOn;
101 digitalWrite(myLed,ledOn);
102 }
103
104 void controller(){
105     boxtemp = (TC[2]+TC[3])/2;
106     if (cont == 0){ //Temperatura inicial
107         y_0 = boxtemp;
108         setpoint = setpoint-y_0; //normalizacao do setpoint em relacao a y_0;
109     }
110     y = boxtemp-y_0; //normalizacao da saida em relacao a y_0;
111
112     Serial.print(y);
113     Serial.print(",");
114
115     u_c = setpoint;
116     Serial.print(u_c);
117     Serial.print(",");
118
119     a1 = TH[0]; a2 = TH[1]; //atualizacao dos parametros do processo calculados no instante anterior
120     b0 = TH[2]/2; b1 = TH[3]/2;
121
122     if (cont <= 4){
123         if (u_c > 0){
124             u = 0.5*random(-1000,0)/1000.0;
125         }
126         else{
127             u = 0.5*random(1000)/1000.0;
128         }
129     }
130     else if (cont <= 10){ //primeiras amostras com entrada aleatoria
131         if (u_c > 0){
132             u = 0.5*random(-1000,0)/1000.0;
133         }
134         else{
135             u = 0.5*random(1000)/1000.0;
136         }
137     }
138
139     //Estimacao de parametros
140     PHI[0] = y_prev; PHI[1] = y_2prev; PHI[2] = u_3prev/2; PHI[3] = u_4prev/2; //matriz de regressores
141
142     b_y = 0.0;
143     for (i = 0; i < 4; i++) {
144         b_PHI_prev[i] = 0.0;
145         for (i0 = 0; i0 < 4; i0++) {
146             b_PHI_prev[i] += PHI_prev[i0] * P[i0 + (i << 2)];
147         }
148         b_y += b_PHI_prev[i] * PHI_prev[i];
149     }
150
151     d0 = 0.0;
152     for (i = 0; i < 4; i++) {
153         d1 = 0.0;
154         for (i0 = 0; i0 < 4; i0++) {
155             d1 += P[i + (i0 << 2)] * PHI_prev[i0];
156         }
157         K[i] = d1 / (0.999 + b_y);
158         d0 += PHI_prev[i] * TH[i];
159     }
160
161     b_y = y_prev - d0;
162     for (i = 0; i < 4; i++) {
163         TH[i] += K[i] * b_y;
164         for (i0 = 0; i0 < 4; i0++) {
165             b_K[i + (i0 << 2)] = K[i] * PHI_prev[i0];
166         }
167
168         for (i0 = 0; i0 < 4; i0++) {
169             d0 = 0.0;
170             for (i1 = 0; i1 < 4; i1++) {
171                 d0 += b_K[i + (i1 << 2)] * P[i1 + (i0 << 2)];
172             }
173

```

```

174
175         b_P[i + (i0 << 2)] = (P[i + (i0 << 2)] - d0) / lambda;
176     }
177 }
178
179 for (i = 0; i < 4; i++) {
180     for (i0 = 0; i0 < 4; i0++) {
181         P[i0 + (i << 2)] = b_P[i0 + (i << 2)];
182     }
183 }
184 }
185 else{
186
187     //calculo dos parametros do controlador
188     r1 = a1 - aml;
189     r2 = a2 + a1*r1 - am2;
190     s0 = (a2*r1 + a1*r2)/b0; s1 = (a2*r2)/b0;
191     R1 = b1/b0+r1; R2 = r1*b1/b0+r2; R3 = r2*b1/b0;
192     t0 = bm0/b0; t1 = bml/b0;
193
194     //calculo da lei de controle
195     u = -R1*u_prev - R2*u_2prev - R3*u_3prev + t0*u_c + t1*u_c_prev - s0*y - s1*y_prev + 0.05*(random
        (-1000,1000)/1000.0);
196
197     //Estimacao dos parametros
198     PHI[0] = y_prev; PHI[1] = y_2prev; PHI[2] = u_3prev/2; PHI[3] = u_4prev/2;
199
200     b_y = 0.0;
201     for (i = 0; i < 4; i++) {
202         b_PHI_prev[i] = 0.0;
203         for (i0 = 0; i0 < 4; i0++) {
204             b_PHI_prev[i] += PHI_prev[i0] * P[i0 + (i << 2)];
205         }
206
207         b_y += b_PHI_prev[i] * PHI_prev[i];
208     }
209
210     d0 = 0.0;
211     for (i = 0; i < 4; i++) {
212         d1 = 0.0;
213         for (i0 = 0; i0 < 4; i0++) {
214             d1 += P[i + (i0 << 2)] * PHI_prev[i0];
215         }
216
217         K[i] = d1 / (0.999 + b_y);
218         d0 += PHI_prev[i] * TH[i];
219     }
220
221     b_y = y_prev - d0;
222     for (i = 0; i < 4; i++) {
223         TH[i] += K[i] * b_y;
224         for (i0 = 0; i0 < 4; i0++) {
225             b_K[i + (i0 << 2)] = K[i] * PHI_prev[i0];
226         }
227
228         for (i0 = 0; i0 < 4; i0++) {
229             d0 = 0.0;
230             for (i1 = 0; i1 < 4; i1++) {
231                 d0 += b_K[i + (i1 << 2)] * P[i1 + (i0 << 2)];
232             }
233
234             b_P[i + (i0 << 2)] = (P[i + (i0 << 2)] - d0) / lambda;
235         }
236     }
237
238     for (i = 0; i < 4; i++) {
239         for (i0 = 0; i0 < 4; i0++) {
240             P[i0 + (i << 2)] = b_P[i0 + (i << 2)];
241         }
242     }
243 }
244
245 //Aplicacao da lei de controle
246 if(u >= 0){ //Resfriamento da caixa
247     u_apply = u*255; //Transformacao para sinal de 8bits
248     if (u_apply > 255){
249         u = 1+0.05*random(-1000,1000)/1000.0; //ruído
250         if (u > 1){
251             u = 1;
252             u_apply = 255;
253         }
254     } else{
255         u_apply = u*255;
256     }
257 }
258 analogWrite(LPWM_Output, u_apply);
259 analogWrite(RPWM_Output, 0);
260 }
261 else if(u < 0){ //Aquecimento da caixa
262     u_apply = -u*255;
263     if (u_apply > 255){
264         u = -1+0.05*random(-1000,1000)/1000.0;
265         if (u < -1){
266             u = -1;
267             u_apply = 255;

```

```

268         }
269         else{
270             u_apply = -u*255;
271         }
272     }
273     analogWrite(LPWM_Output, 0);
274     analogWrite(RPWM_Output, u_apply);
275 }
276
277 Serial.print(u);
278 u_4prev = u_3prev;
279 u_3prev = u_2prev;
280 u_2prev = u_prev;
281 u_prev = u;
282 u_c_prev = u_c;
283 y_2prev = y_prev;
284 y_prev = y;
285 for (i=0; i<4; i++){
286     PHI_prev[i] = PHI[i];
287     Serial.print(",");
288     Serial.print(TH[i]);
289 }
290 Serial.println();
291 cont++;
292 }
293
294 void setup(void) {
295     Serial.begin(9600);
296     pinMode(myLed, OUTPUT);
297     pinMode(RPWM_Output, OUTPUT);
298     pinMode(LPWM_Output, OUTPUT);
299     ds.reset_search();
300
301     // Procura sensores de temperatura
302     byte aux_addr[8];
303     for (i=0; i<num_sensor; i++){
304         if (!ds.search(aux_addr)) {
305             Serial.print("Sensor nao encontrado.");
306             Serial.println(i+1);
307         }
308         for (int j=0; j<8; j++){
309             addr[i][j]=aux_addr[j];
310         }
311         if (OneWire::crc8( addr[i], 7) != addr[i][7]) {
312             Serial.print("CRC invalido para o sensor ");
313             Serial.println(i+1);
314         }
315     }
316
317     Timer1.attachInterrupt(temperaturesensor);
318     Timer1.setPeriod(6000000).start(); // Ts = 6s
319
320     // Manda os sensores fazerem a leitura e a conversao AD
321     // Faz o reset da linha; da um skip ROM e start conversion
322     ds.reset();
323     ds.skip();
324     ds.write(0x44,0);
325     Serial.println("TC1,TC2,TC3,TC4,TC5,y,SP,u,a1,a2,b0,b1");
326
327     //inicializacao da matriz de covariancia P
328     for (i=0; i<4; i++){
329         for(int j=0; j<4; j++){
330             if (i == j) {P[j+(i<<2)] = 100000;}
331             else{P[j+(i<<2)] = 0;}
332         }
333     }
334
335     Timer3.attachInterrupt(controller);
336     Timer3.setPeriod(6000000).start();
337 }
338
339 }
340
341 void loop(void) {
342     //Restante do codigo
343 }
344
345 }

```